8 / 2000

conex club

ELECTRONICĂ PRACTICĂ PENTRU TOȚI

Preț: 15 000 lei

REVISTĂ LUNARĂ ● ANUL I - NR. 12



- ADAPTOR STEREO
- CONVERTOARE UHF/VHF (II)
- TERMOREGULATOR
- FRECVENȚMETRU DIGITAL
- MICROCONTROLERE
- MONTAJE CU COMPONENTE SMD (III)



Trusă de scule 1PK - 810
Cod 7388
Preț 1 749 000 lei
• Utilizată la service-ul PC-urilor;
• Cutter 5", cleşte spitz şi sfic, cheie reglabilă, extractor şi insertizor pentru circuite integrate, fludor, pompă absorbţie fludor şi pastă lipit, pensetă, şurubelniţe (-) 5 x 75mm şi (+) #1 x 75m, şurubelniţă cu cap interşanjabil, ciocan de lipit ş.a.



Geantă pentru scule 8PK-2001
Cod 15556
Preț 895 000 lei
• 360 x 280 x 120mm.



Trusă de scule 1PK - 301
Cod 3963
Preț 499 000 lei
• 2 cleşti, cutter, pensetă, 2 şurubelniţe de precizie, şurubelniţă (-) 3 x 75mm, şurubelniţă (+) # 0 x 75mm şi 2 pile (plată şi rotundă).



Trusă de scule 1PK - 700N
Cod 7387
Preț 5 949 000 lei
• Conţine în plus faţă de modelul 1PK-305N scule şi accesorii pentru manevrarea circuitelor integrate, lanternă, cleşti pentru dezizolat şi sertizat, şurubelniţe tubulare, creion tensiune, panouri suport, ş.a.



Trusă de scule 1PK - 900
Cod 7389
Preț 7 395 000 lei
• Conţine în plus faţă de 1PK-700N minibormaşină, menghină, brăţară antistatică, miniaspirator, soluţii pentru curăţat, ş.a.



Trusă de scule 1PK - 305
Cod 7386
Preț 4 995 000 lei
• Ruletă 3m, bandă izolatoare, pensetă 6", perie de sârmă 7", ciocan de lipit 30W şi accesorii, foarfecă, pensulă, set imbusuri, set pile, cheie reglabilă 6", cutter, set cleşti, set şurubelniţe de precizie şi normale, multimetru digital ş.a.

SUMAR

Un An
de la apariție

"Revista Conex Club a apărut, există și vă stă la dispoziție", așa se încheia editorialul din primul număr, septembrie 1999.

Acum, după un an de la această afirmație, constatăm cu satisfacție că revista Conex Club își respectă afirmațiile formulate de a fi un util și serios instrument de informare pentru electroniștii consacrați și o rampă de formare și lansare pentru tinerii electroniști.

Quid prodest? este fireasca întrebare când urmărești să realizezi ceva.

Faptele se dovedesc a fi mai nuanțate decât previziunile la momentul apariției, rezultate din analiza publicisticii tehnice de la noi.

Aceste analize au condus la alcătuirea în totalitate a sumarelor de conținut, evident ținând cont și de feedback-ul cititor-redacție, apreciat ca sincer, spontan și bineintenționat. Astfel, la rubricile consacrate: *Audio HI-FI, Radioamatorism, Laborator, Atelier etc.*, prin sugestiile de care aminteam, s-au adăugat rubricile *Electronică de Putere, Tehnică Modernă, Info, News, Consultații Tehnice* și altele.

În scurt timp de la apariție, prin modul de prezentare a articolelor, nu curiozitatea, ci latura practică a constituit elementul atractiv al revistei. De multe ori amănuntele tehnologice, desenul cablajului, valorile exacte ale componentelor sau a tensiunilor și curenților păreau suplimentare pentru electroniștii cu experiență, dar tocmai acestea au fost apreciate de tinerii cititori. Mulți dintre aceștia și-au confecționat și asamblat linii de audiofrecvență, telecomenzi sau aparatură pentru laborator făcând importante economii bănești.

Editorul S.C. Conex Electronic S.R.L. a dispus ca pentru formele organizate de educare și instruire tehnică, revista Conex Club să fie oferită gratuit.

De această prevedere beneficiază toate radiocluburile din țară, indiferent dacă aparțin Ministerului Tineretului și Sportului, unor cluburi școlare, fundații sau instituții. Totodată, revista Conex Club este trimisă gratuit la facultăți cu profil tehnic din principalele centre universitare, unor colegii, licee și altor unități de învățământ preuniversitar.

Nu au fost omise cu abonamente gratuite persoane și personalități cu preocupări în domeniul electronicii sau conexe de pe întreg teritoriul țării dar și din afara țării.

Pe lângă revista Conex Club, cu diverse ocazii, cum ar fi: unele concursuri de creație tehnică, simpozionul Național de Creație Tehnică a Radioamatorilor, editorul, prin intermediul redacției, a oferit substanțiale premii în obiecte.

Am menționat și această activitate fiindcă latura educativă nu ne lasă indiferenți și asigurăm pe cei ce fac educație tehnică că suntem prietenii lor declarați și oricând ni se pot adresa.

A primi sugestii și a avea un dialog permanent cu cititorii este de fapt recunoașterea muncii responsabile a redacției revistei Conex Club.

Dacă știi să oferi cititorului articole de calitate, cititorul așteptând la fiecare apariție Quid nove ex electronica va participa cu adevărat la ce i se oferă să citească și imaginația sa va prinde contur sub efectul trăirii.

Revista Conex Club, recunoscută, impusă și consacrată, folosește tuturor electroniștilor, ei fiind de facto suportul ei spiritual.

La mulți ani Conex Club împreună cu stimații colaboratori și cititori.

Redactor Șef
ing. I. Mihăescu

Adaptor Stereo



Montajul prezentat se utilizează ca adaptor de *impedanță* și *sensibilitate* între un radiocasetofon, radio sau CD-player auto și un etaj amplificator de putere.

Adaptorul Stereo realizat de Conex Electronic permite interfațarea dintre un casetofon auto și un amplificator audio de putere în scopul suplimentării puterii de audiofrecvență disponibilă la ieșire.

Printre caracteristicile importante ale montajului sunt:

- sensibilitate reglabilă pe ambele canale;

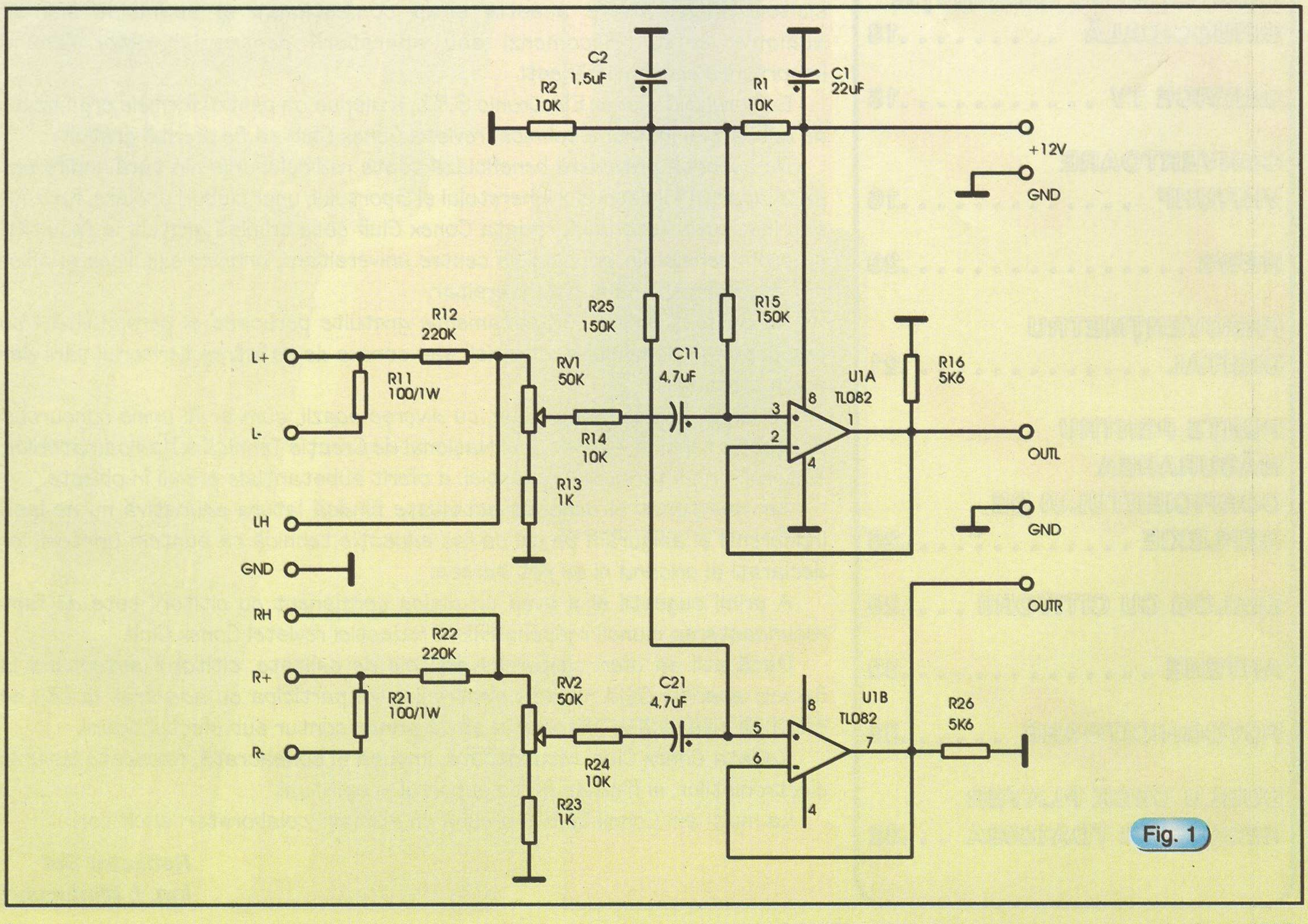


Fig. 1

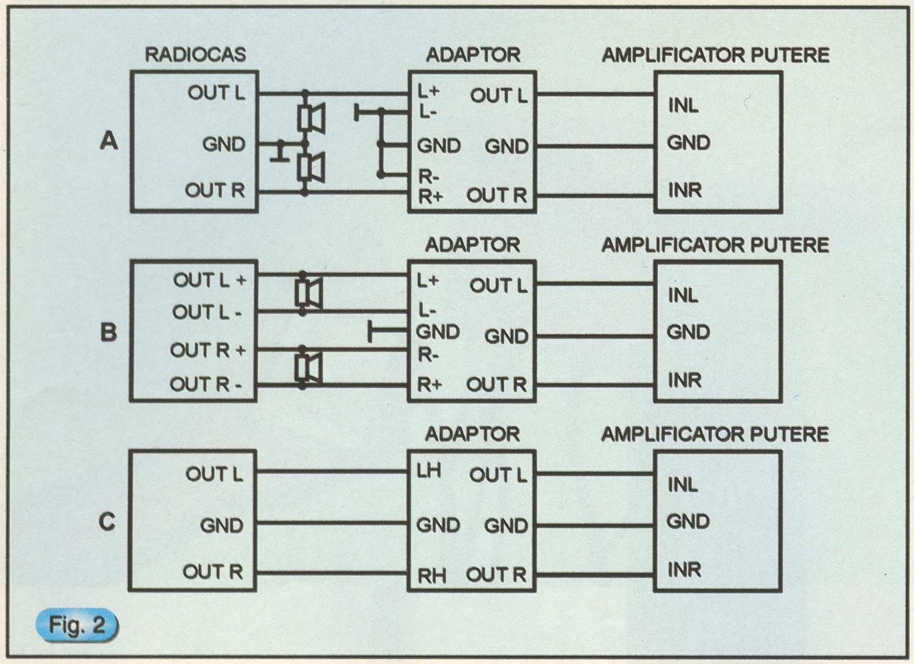


Fig. 2

- impedanță de intrare: 40kΩ;
- alimentare: 12V/1mA.

Schema electrică de principiu prezentată în *figura 1* are o configurație simetrică pe ambele canale; două blocuri funcționale se disting: divizorul rezistiv și adaptorul de impedanță.

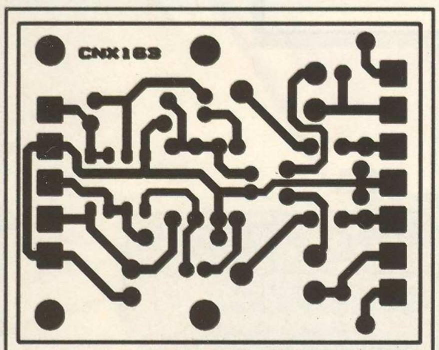


Fig. 3

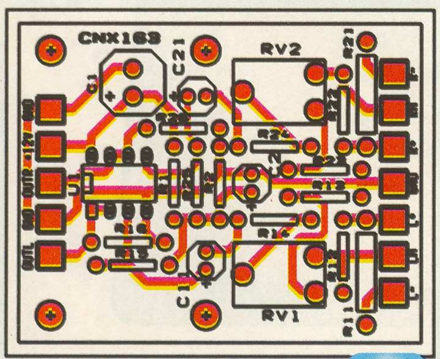


Fig. 4

Cele două divizoare reglabile, realizate cu grupurile RV_1-R_{13}, respectiv RV_2-R_{23} sunt necesare pentru a facilita adaptarea semnalului de audiofrecvență (obținut de la radiocasetofon) la sensibilitatea de intrare a etajului audio de putere.

Cel de-al doilea etaj este un repetor de tensiune configurat cu amplificator operațional, respectiv U1A și U1B. Se cunoaște faptul că un repetor cu amplificator operațional prezintă o impedanță foarte mare la intrare și o impedanță mică la ieșire, tipic de sursă de tensiune. În montaj repetoarele au rolul de a menține impedanța de intrare constantă indiferent de timpul amplificatorului utilizat.

Sunt cazuri frecvente când din cauza neadaptării impedanțelor de intrare/ieșire amplificatorul de putere nu debitează puterea maximă pentru care a fost proiectat.

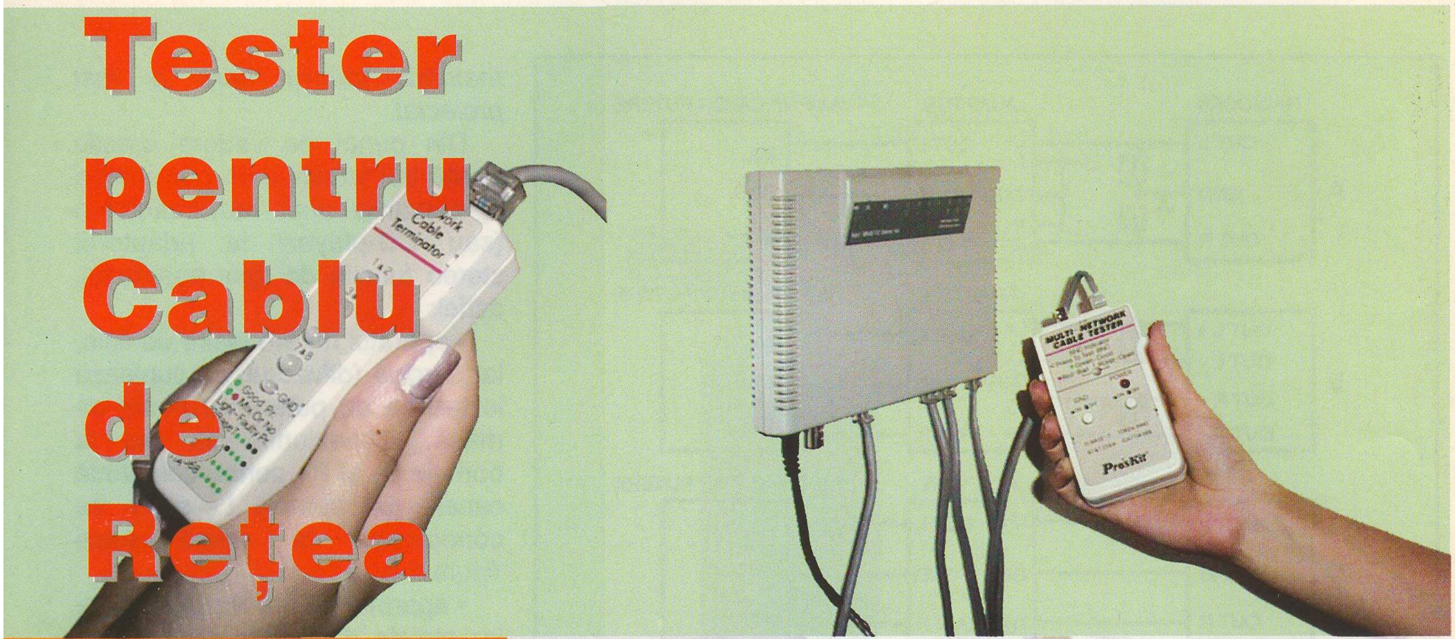
Din punct de vedere practic există trei situații care pot apărea la cuplarea unui radiocasetofon (sau CD-player) la adaptorul stereo funcție de tipul aparatului, astfel:

- aparatul nu are ieșire de linie, iar sarcina (difuzorul) se cuplează la ieșirea de putere cu punct de masă. Conexiunile se fac la bornele L+ și R+ pentru cele două canale, iar bornele L- și R- se conectează la masă (vezi *figura 2A*);
- aparatul nu are ieșire de linie, iar etajele de putere sunt de tip *punte* (ieșirile nu au punct de masă), caz în care conexiunile se fac la bornele L+, L- și R+, R- pentru cele două canale (vezi *figura 2B*);
- aparatul dispune de ieșire de linie care se conectează la bornele LH și RH, corespunzătoare canalelor (*figura 2C*).

După interconectarea ansamblurilor se trece la reglarea adaptorului stereo. Mai întâi, se ajustează aparatul să debiteze putere maximă pe ambele canale la un nivel de distorsiuni acceptabil; se vor regla RV_1 și RV_2 astfel încât puterea livrată de amplificatorul suplimentar să fie maximă pe ambele canale și la un nivel de distorsiuni rezonabil.

Practic, montajul se va realiza pe o plăcuță de cablaj imprimat (cu dimensiunile 55 x 45mm) corodată conform cu desenul din *figura 3* (scara 1:1). Componentele se vor monta urmărind desenul de amplasare prezentat în *figura 4*.

Tester pentru Cablu de Rețea



Sub numele de LAN TEST (**L**ocal **A**rea **N**etwork **Test**), acest aparat reprezintă un tester universal pentru rețelele locale echipate cu cablu tip UTP/STP sau coaxial. Ansamblul se compune dintr-un tester propriu-zis (ce are ca ieșiri un conector RJ-45 și o mufă BNC) și doi terminatori pentru cablu tip UTP/STP și pentru cablu coaxial.

Aparatul verifică automat, prin scanare pas cu pas, continuitatea traseelor, identifică legăturile imperfecte, cele în scurtcircuit sau traseele inversate facilitând service-ul rapid al rețelelor.

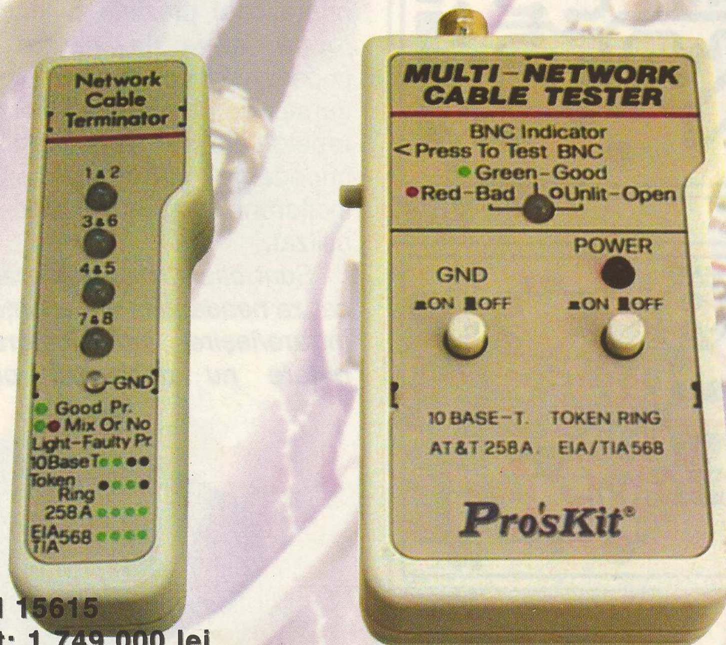
Dacă cablul verificat este de tip STP (ecranat) testerul permite și verificarea traseului de masă.

Interfața cu utilizatorul este simplă: câteva LED-uri bicolore care indică starea cablului de rețea, iar pe emițător trei push-butoane pentru activare test UTP, test de masă STP sau test pentru cablu tip BNC.

Testerul se alimentează de la o baterie de 9V tip 6F22.

Aparatul se livrează împreună cu doi terminatori tip UTP și BNC, manual de utilizare și husă din piele.

Utilizabil pentru configurații:
- **Thin Ethernet (BNC);**
- **10 Base-T (UTP/STP);**
- **EIA/TIA 568;**
- **AT&T 258A;**
- **Token Ring.**



Cod 15615
Preț: 1 749 000 lei



Termoregulator

ing. Ștefan Laurențiu

În practică suntem confruntați de multe ori cu situația de a păstra constantă temperatura într-o incintă; se pot da câteva exemple în acest sens: termostatarea unui cristal de cuarț, a unei referințe de tensiune, răcirea unor componente de putere și altele.

Pentru realizarea unei bune termostatări trebuie utilizat un traductor adecvat domeniului de temperatură impus și rezoluției necesare. Traductorul de temperatură poate fi un termistor, o diodă sau un tranzistor conectat ca diodă, un integrat specializat pentru sesizarea temperaturii.

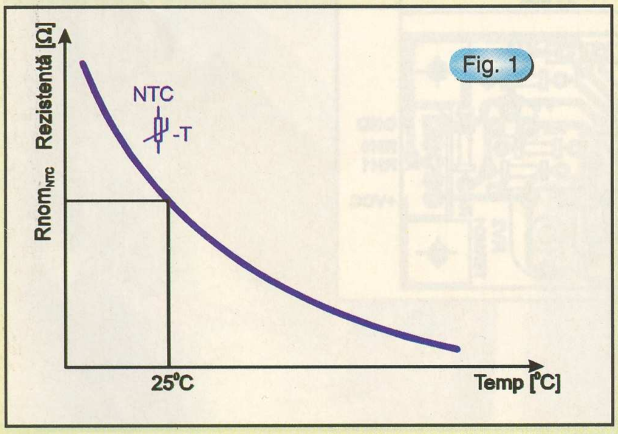


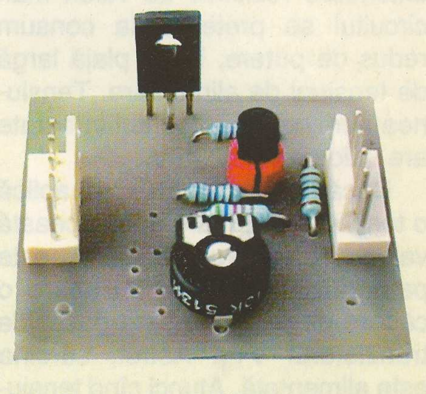
Fig. 1

Termistoarle NTC sunt dispozitive ieftine care pot asigura *conversia temperatură - rezistență electrică* pe un domeniu larg (-40...+150°C) și prezintă o bună sensibilitate. O diagramă simplificată a *caracteristicii temperatură - rezistență* pentru un termistor NTC este dată în *figura 1*. Se reamarcă neliniaritatea caracteristicii. Acest lucru poate deranja în cazul măsurării de temperatură pe un domeniu larg, dar are puțină importanță la realizarea unui termostat reglat pe o valoare fixă de temperatură.

Drept schemă de regulator, una dintre cele mai simple soluții utilizează traductorul de temperatură, cîteva rezistoare, un tranzistor și elementul de execuție (un rezistor de putere sau un miniventilator pentru răcire). Aceasta permite realizarea unui termostat cu lege de reglare bipozițională.

Pentru îmbunătățirea performanțelor se poate utiliza un amplificator operațional, o referință de tensiune și un tranzistor pentru comanda sarcinii. Pentru cei care doresc o astfel de abordare o schemă interesantă este cea din *figura 2*. Este utilizabil la temperaturi mai mari decît cea a mediului ambiant.

Valorile din schemă sunt alese pentru o temperatură în domeniul +40...+60°C. În această schemă se folosește un circuit integrat care cuprinde toate blocurile amintite mai sus. Avantajul lui este



dimensiunea redusă: tot circuitul este încapsulat într-o capsulă similară cu TO92. Acest circuit este referința de tensiune (sau dioda stabilizatoare programabilă) TL431. Circuitul are o referință integrată cu performanțe bune de stabilitate, intrarea amplificatorului operațional este disponibilă în exterior, iar tranzistorul încorporat poate fi utilizat la comanda unui tranzistor extern. Acesta, la rîndul său poate comanda un element de execuție. Schema bloc și performanțele circuitului au mai fost prezentate în revistă, de aceea nu insistăm asupra acestui

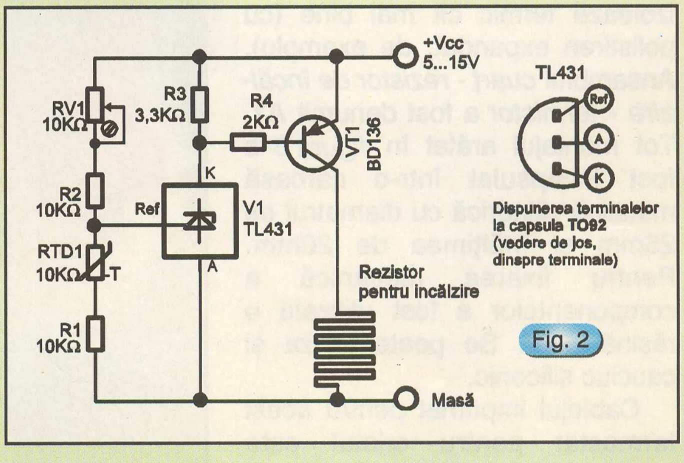


Fig. 2

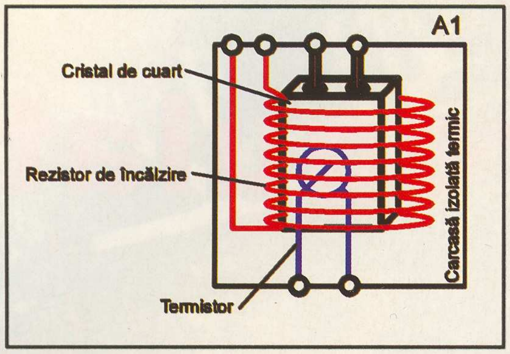


Fig. 3

aspect. Realizat cu componente exterioare rezistive de valori mari circuitul se pretează la consum redus de putere, într-o plajă largă de tensiuni de alimentare. Tensiunea nominală a referinței integrate are valoarea de 2,49V.

Dacă la intrarea REF se aplică o tensiune mai mare decît această valoare, rezistorul din catod este parcurs de un curent și apare o cădere de tensiune care deschide tranzistorul VT_1. Astfel, sarcina este alimentată. Atunci cînd tensiunea de intrare este sub valoarea referinței, curentul prin elementul de execuție este nul. În schemă se poate utiliza un termistor NTC cu rezistența nominală în domeniul 1...100KΩ. Din semireglabilul RV_1 se prescrie temperatura de prag; acesta are de obicei aceeași rezistență ca și termistorul la temperatura camerei (+25°C).

Un exemplu de montare, pentru realizarea unui termostat pentru un cristal de cuarț este cel arătat schematic în *figura 3*. Peste cristal se montează o folie izolantă; la fel și peste termistor și rezistorul de încălzire. Cutia metalică se izolează termic cît mai bine (cu polistiren expandat, de exemplu). Ansamblul *cuarț - rezistor de încălzire - termistor* a fost denumit A1. Tot montajul arătat în *figura 3* a fost încapsulat într-o carcasă metalică cilindrică cu diametrul de 25mm și înălțimea de 20mm. Pentru fixarea mecanică a componentelor a fost utilizată o rășină dură. Se poate utiliza și cauciuc siliconic.

Cablajul imprimat pentru acest termostat pentru cristal este prezentat în *figura 4*, iar în *figura 5* se arată amplasarea componentelor pe cablaj.

Schema din *figura 6* se poate folosi pentru scăderea temperaturii dintr-o incintă (de exemplu în interiorul unei surse de putere, sau etaj final de audiofrecvență sau radiofrecvență) prin pornirea unui miniventilator de curent continuu. Consumul unui miniventilator este redus iar zgomotul produs în funcționare este acceptabil. Miniventilatoarele sunt disponibile pe scară largă, cu diferite dimensiuni, fiind utilizate în calculatoarele personale.

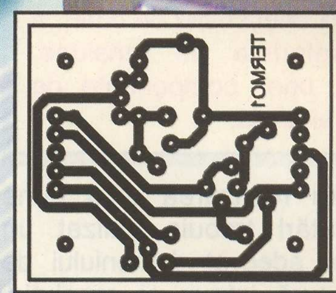


Fig. 4

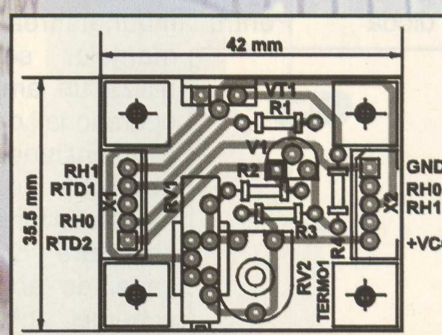


Fig. 5

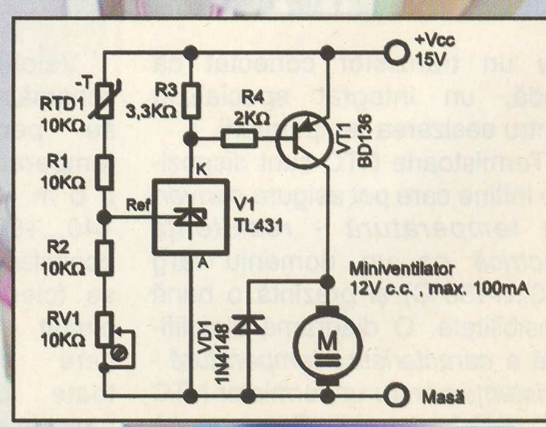
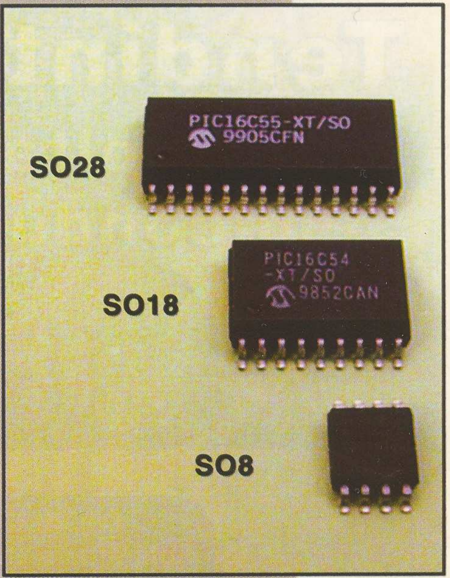
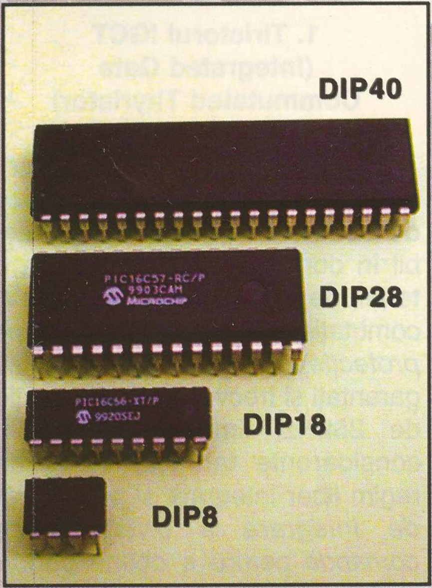


Fig. 6

Microcontrolere în capsulă SO

Tip	Caracteristici Tehnice	Capsulă
PIC12C508-04/SM	CPU 6I/O Timer WDT ISP	SO8
PIC12CE518-08/SM	CPU 512X12 OTP +EEPROM 4MHz	SO8
PIC12C509-04/SM	CPU 6I/O Timer WDT ISP	SO8
PIC12C671-04/SM	CPU 1Kx14 OTP 4MHz WDT ADC	SO8
PIX12C672-04/SM	CPU 2Kx14 OTP 4MHz WDT ADC	SO8
PIC16C54RC/S	CPU 512x12 OTP 4MHz RC-Osz	SO18
PIC16C54XT/SM	CPU 512x12 OTP 4MHz Quartz	SO18
PIC16C54XT/S	CPU 512x12 OTP 4MHz OTP Quartz	SO18
PIC16C55RC/S	CPU 512x12 OTP 4MHz RC	SO28
PIC16C55XT/S	CPU 512x12 OTP 4MHz Quartz	SO28
PIC16C56RC/S	CPU 1Kx12 OTP 4MHz RC	SO18
PIC16C56XT/S	CPU 1Kc12 OTP 4MHz Quartz	SO18
PIC16C57HS/SO	CPU 2Kx12 OTP 20MHz Quartz	SO28
PIC16C57RC/S	CPU 2Kx12 OTP 4MHz RX	SO28
PIC16C57XT/S	CPU 2Kx12 OTP 4MHz Quartz	SO28
PIC16C57LP/SO	CPU 2Kx12 OTP 4MHz LP	SO28
PIC16C71-04/SO	CPU 1Kx14 A/D OTP 4MHz Quartz	SO18
PIC16F84-04/SO	CPU FlashEPROM 4IRQ 13I/O	SO18
PIC16F84-10/SO	CPU FlashEPROM 4IRQ 10MHz	SO18
PIC16C620-04/SO	CPU 512b 13I/O 4IRQ 4MHz	SO18
PIC16C621-04/SO	CPU 1K 3I/O 4IRQ 4MHz 3-6V	SO18
PIC16C622-04/SO	CPU 2K 13I/O 4IRQ 4MHz 3-6V	SO18
PIC16C711-04/SO	CPU 1K 13I/O ADC ISP WDT	SO18





Microcontrolere în capsulă DIP

Tip	Caracteristici Tehnice	Capsulă
PIC12C508-04/P	CPU 6I/O Timer WDT ISP	DIP8
PIC12CE518-04/P	CPU 512x12 OTP +EEPROM 4MHz	DIP8
PIC12C509-04/P	CPU 6I/O Timer WDT ISP	DIP8
PIC12CE519-04/P	CPU 1Kx12 OTP +EEPROM 4MHz	DIP8
PIC12C671-04/P	CPU 1Kx14 OTP 4MHz WDT ADEC	DIP8
PIC12C672/04/P	CPU 2Kx14 OTP 4MHz WDT ADC	DIP8
PIC16C54A-04/P	CPU 512x12 OTP 4MHz WDT	DIP18
PIC16C54RC/P	CPU 512x12 OTP 4MHz RC	DIP18
PIC16C54XT/P	CPU 512x12 OTP 4MHz Quarz	DIP18
PIC16C54HX/P	CPU 512x12 OTP 20MHz Quarz	DIP18
PIC16C54LP/P	512x12 OTP Low Power 40kHz	DIP18
PIC16C55RC/P	CPU 512x12 OTP 4MHz RC	DIP28
PIC16C55XT/P	CPU 512x12 OTP 4MHz Quarz	DIP28
PIC16C55HS/P	CPU 512x12 OTP 20MHz Quarz	DIP28
PIC16C56RC/P	CPU 1Kx12 OTP 4MHz RC	DIP18
PIC16C56XT/P	CPU 1Kx12 OTP 4MHz Quarz	DIP18
PIC16C56HS/P	CPU 1Kx12 OTP 20MHz Quarz	DIP18
PIC16C57RC/P	CPU 2Kx12 OTP 4MHz RC	DIP28
PIC16C57XT/P	CPU 2Kx12 OTP 4MHz Quarz	DIP28
PIC16C57HS/P	CPU 2Kx12 OTP 20MHz Quarz	DIP28
PIC16C58A-04/P	CPU 2K 12I/O 73 RAM 4MHz	DIP18
PIC16C58A-10/P	CPU 12I/O 73RAM 10MHz	DIP18
PIC16C61-04/P	CPU 1Kx14 OTP 4MHz 13I/O	DIP40
PIC16C64A/04/P	CPU 2Kx14 33I/O 4MHz	DIP40
PIC16C65A-04/P	CPU 4Kx14 EPROM 12C 33I/O	DIP40
PIC16C71-01/P	CPU 1Kx14 A/D OTP 4MHz Q	DIP18
PIC16C71-04I/P	CPU 1Kx14 4MHz -40...+85°	DIP18
PIC16C74A-04/P	CPU 4K 33I/O PWM 12C 4MHz	DIP40
PIC16C74A-20/P	CPU 4K 33I/O PWM 12C 20MHz	DIP40
PIC16F84-04/P	CPU FlashEPROM 4IRQ 13I/O	DIP18
PIC16F84-01I/P	CPU FlashEPROM -40...+85°	DIP18
PIC16F84-10/P	CPU FlashEPROM 4IRQ 10MHz	DIP18
PIC16C20-40/P	CPU 512x14EPROM 13I/O 4MHz	DIP28
PIC16C621-04/P	CPU 1K 13I/O 4IRQ 4MHz 3-6V	DIP18
PIC16C622-04/P	CPU 2K 13I/O 4IRQ 4MHz 3-6V	DIP18
PIC16C711-04/P	CPU 1K 13I/O ADC WDT ISP	DIP18
PIC17C42A-16/P	CPU 2Kx16 OTP SCI 33I/O	DIP40

WDT = Watch Dog Timer
ISP = Input Serial Programmable
OTP = One Time Programmable
SPI = Serial Peripheral Interface
I²C = Inter-Integrated Circuit
Quartz = Oscilator pilotat de cristal de cuarț
RC = Oscilator pilotat de rețea RC
IRQ = Întrerupere

Tendințe în Dezvoltarea Componentelor Semiconductoare de Putere (I)



prof. dr. ing. Smaranda Nițu

Dispozitivele semiconductoare reprezintă componentele hotărâtoare pentru dezvoltarea electronicii de putere. Domeniul este de o deosebită importanță, deoarece aplicațiile privesc economia de energie, reducerea poluării rețelei electrice naționale datorată acționarilor cu motoare electrice, reducerea greutății și volumului convertoarelor electrice.

În ultima perioadă, există următoarele tendințe de dezvoltare în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere:

- crearea de dispozitive cu performanțe electrice sporite, rezultate ca urmare a scăderii pierderilor în conducție; două realizări în acest sens sunt varianta "CoolMOS" a tranzistorului cu efect de câmp și un potențial succesor pentru tranzistorul IGBT de mare putere, numit IEGT (**I**njection **E**nhancement **G**ate **T**ranzistor);
- noua generație de tranzistoare IGBT realizate în tehnologia " trench " (cu poarta în " tranșee");
- cercetări în domeniul materialelor; progrese încă limitate conturează totuși noi posibilități pentru dispozitive ultrarapide (diode Schottky și tranzistoare unipolare) realizate din carbură de siliciu (SiC);
- evoluția către integrarea monolitică sau hibridă, a unor circuite folosite în aplicații foarte diverse; această soluție tehnică se extinde rapid de la puteri de câțiva zeci de wați până la sute de kilowați.

În ultimii ani dispozitivele semiconductoare de putere au progresat mult în ceea ce privește viteza de comutație și o mare parte a investițiilor în domeniu și al activității de cercetare a fost dedicată reducerii pierderilor în comutație. Astfel, a fost posibilă creșterea considerabilă a frecvenței de comutație pentru multe echipamente.

Din contră, pierderile în conducție au fost puțin cercetate, fiind considerate un rău necesar. Și totuși, reducerea pierderilor totale, punct esențial în electronica de putere, se poate face în primul rând prin reducerea pierderilor în conducție.

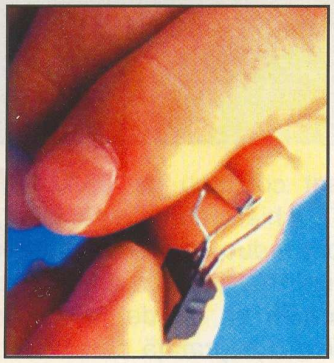
În domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere, după apariția în 1976 a MOSFET-ului și în 1983 a IGBT-ului, singura noutate a fost, dezvoltarea în 1996 a tiristorului IGCT (**I**ntegrated **G**ate **C**ommutated **T**hyristor). În 1998 s-a conturat ca direcție de dezvoltare, perfecționarea tranzistoarelor MOSFET și IGBT, în sensul funcționării cu pierderi în conducție mult reduse.

1. Tiristorul IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor)

Familia tiristoarelor IGCT are următoarele proprietăți electrice deosebite: curent maxim comutabil în domeniul 480...3100A, la o tensiune continuă de 1,9kV, comutație fără snubber (*circuit de protecție*), la parametrii maximi garantați și frecvență de comutație de 25kHz, limitată numai din considerente termice, diodă de regim liber integrată și *posibilitate de integrare a driverului de comandă* pentru a obține performanțe sporite și diminuarea costului sistemului.

Regimul dinamic la blocare este caracterizat printr-o comutație extrem de rapidă a curentului catodic în circuitul de poartă. Emisia catodului este oprită înainte de creșterea tensiunii pe principala joncțiune care realizează blocarea. Pentru a realiza acest lucru, tot curentul catodic este comutat în circuitul porții în mai puțin de o microsecundă. Orice încercare de regenerare a curentului din partea catodului

este împiedicată, lăsând tranzistorul **pnp** (din structura tiristorului) activ, pe durata blocării. Blocarea tiristorului se reduce astfel la blocarea acestui tranzistor, proces ce se realizează cu viteză mare, și fără snubber.



Un alt avantaj inerent comutației tiristorului IGCT este reducerea importantă a duratei procesului de blocare. Datorită curentului de poartă mare pe durata blocării, timpul de stocare este drastic redus. Astfel, timpul total al procesului de blocare se reduce la numai 300ns. Din acest motiv, conectarea în serie a tiristoarelor IGCT este ușor realizabilă.

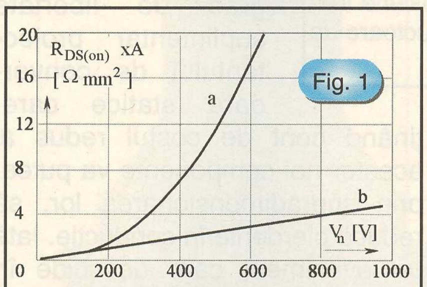
În concluzie, blocarea tiristorului IGCT se realizează prin forțarea tiristorului de a lucra ca un tranzistor, obținând astfel o combinație unică a avantajelor ambelor componente: tiristorul și tranzistorul.

2. MOSFET-ul de putere

De mult timp se consideră că în domeniul tranzistoarelor cu efect de câmp nu s-au mai făcut progrese (numai îmbunătățiri cum au fost creșterea densității celulelor sau reducerea capacităților electrice interne).

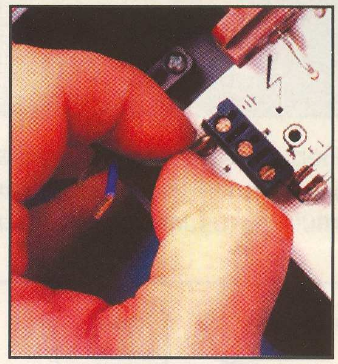
Din cauza creșterii rezistenței interne proporțional cu puterea 2,6 a tensiunii nominale ($R = KV_n^{2,6}$), folosirea MOSFET-ului devine dezavantajoasă la tensiuni peste 300V. Raportul putere *comutată / cost* crește considerabil, iar folosirea tranzistorului devine mult prea scumpă pentru aplicații la tensiuni mai mari (peste 300V), frecvent întâlnite în electronica de putere. Când este posibil, MOSFET-ul se înlocuiește cu IGBT. Nu există dificultăți de realizare a unor MOSFET-uri pentru tensiuni mari. Totuși, pe piață nu se găsesc (așa cum există IGBT-uri) pentru că, din cauza costului, cererea de asemenea componente este foarte restrânsă.

Siemens a realizat, printr-o nouă tehnologie, numită "CoolMOS", reducerea considerabilă a suprafeței de siliciu a MOSFET-urilor de tensiune mai mare de 300V [2]. În felul acesta s-a schimbat legea de variație a rezistenței tranzistorului, aceasta devine direct proporțională cu tensiunea nominală la puterea unu ($R = KV_n$). Este o schimbare considerabilă (*figura 1*). De exemplu, pentru un MOSFET de 600V realizat cu tehnologia "CoolMOS" se consumă de cinci



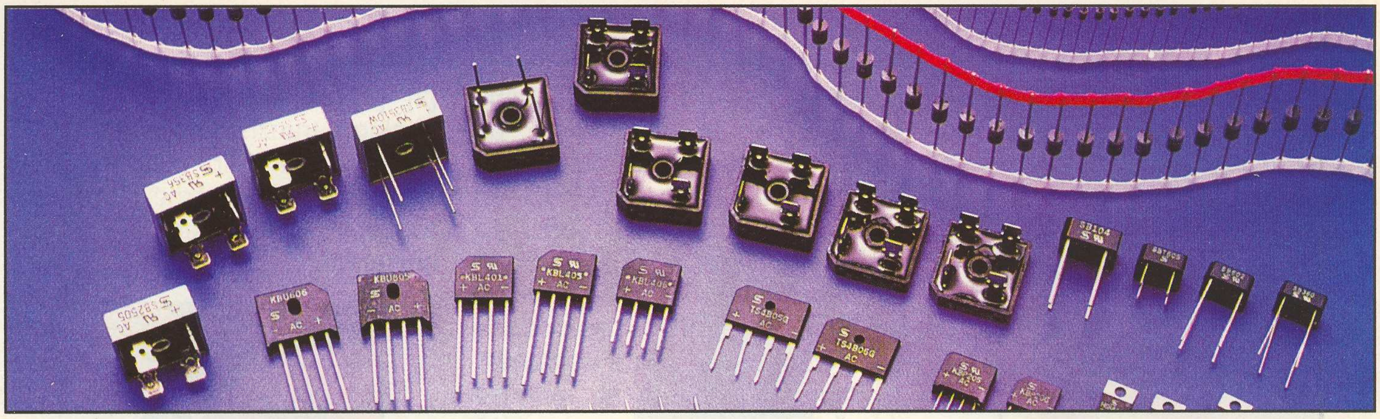
Variația rezistenței cu tensiunea nominală la tranzistoarele MOSFET clasic (a) și CoolMOS (b) (document Siemens [2]).

ori mai puțin siliciu, decât în tehnologia clasică. *Un dispozitiv "CoolMOS", montat într-o capsulă simplă (de exemplu TO220) are o rezistență de numai 190mΩ.* Cu tehnologia clasică, pentru a avea aceeași rezistență ar fi necesară o capsulă TO264 sau ISOTOP. Pentru a obține acest rezultat, mici zone dopate **p** se introduc în zona centrală **n**. În stare blocată, sarcina spațială se repartizează orizontal, în timp ce în stare de conducție, alternanța zonelor **n** și **p** conduce la o rezistență aparentă $R_{DS(on)}$ considerabil redusă. Conform documentației Siemens [2], [3] celelalte caracteristici sunt analoge tranzistoarelor MOSFET clasice, având în plus avantajul unor capacități interne substanțial reduse pentru aceeași putere comutată.



Această nouă soluție este considerată una dintre realizările importante în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere, de la apariția IGBT-ului în 1984.

Deocamdată, această tehnologie, mai complexă decât cea a MOSFET-urilor clasice, nu a ajuns la maturitate și este utilizată, încă, doar de un sigur producător, care a scos pe piață numai tranzistoare de 600V. Se știe însă, în virtutea evoluției de până acum în acest domeniu tehnic, că în câțiva ani, această nouă tehnologie va deveni economică și că vor apărea motive suplimentare de a o considera astfel. Aplicată la MOSFET-ul de 1200V, rezultatele vor fi și mai spectaculoase, deoarece consumul de siliciu va fi de 20 de ori mai redus, nu numai de 5 ori, cum este la cel de 600V. Dacă în ultimii ani tranzistoarele IGBT au înlocuit progresiv MOSFET-urile, reușind să aibă o viteză crescută de comutație, în multe aplicații, tendința se va inversa în viitor, cu multe avantaje atât pentru producătorii de asemenea dispozitive de putere, cât și pentru constructorii de convertoare statice. *Totuși, existența diodei în paralel va continua să constituie un inconvenient al noilor tranzistoare, tot așa ca și la MOSFET-ul clasic.*



Reducerea pierderilor este un aspect esențial în creșterea randamentului și ușurarea regimului de

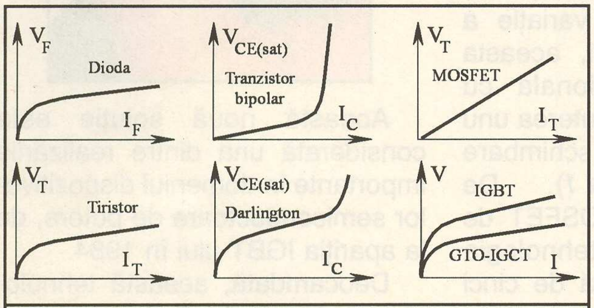


Fig. 2 Comparație între căderile de tensiune în conducție pentru dispozitivele semiconductoare de putere.

funcționare al convertoarelor statice. Pierderile în conducție depind în mod esențial de proprietățile dispozitivului semiconductor. Principalele dispozitive (SCR, GTO, IGBT, MCT) au o cădere de tensiune în conducție, variabilă după o lege liniară, dar care pornește de la o valoare de prag: $V_{CE}=V_0+rI$ (*figura 2*). Este deci imposibil pentru producătorul de convertoare să reducă tensiunea, prin reducerea curentului, adică prin supradimensionarea componentelor. Producătorul de convertoare rămâne prizonierul pierderilor în conducție. Numai MOSFET-ul are o dependență direct proporțională între curent și tensiune (*figura 2*).

Apariția noilor tranzistoare "CoolMOS" oferă un grad de libertate suplimentar proiectantului de convertoare statice care, ținând cont de costul redus al acestor noi componente va putea, prin supradimensionarea lor, să reducă pierderile în conducție. Iată un eveniment care deschide în domeniul convertoarelor statice de la 50W la 50kW perspective considerabile în ceea ce privește reducerea pierderilor în conducție. Ca exemplu, în *figura 3* s-au considerat dispozitive semiconductoare de 600V parcurse de un curent continuu de 25A. Cu un IGBT, chiar supradimensionat, nu se pot reduce pierderile sub 35W. Cu un MOSFET clasic, pentru ca pierderile să fie de numai 50W, trebuie o suprafață de siliciu de 9 ori mai mare și a ajunge la 35W presupune o supradimensionare nerealistă. Noua tehnologie "CoolMOS" permite reducerea pierderilor mult sub 35W, menținând o suprafață de siliciu de dimensiuni rezonabile.

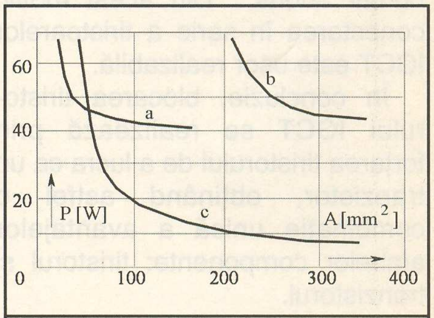
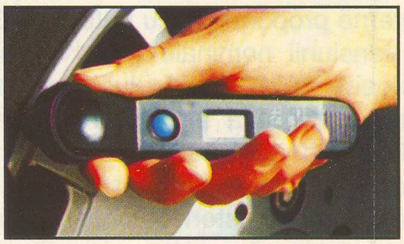


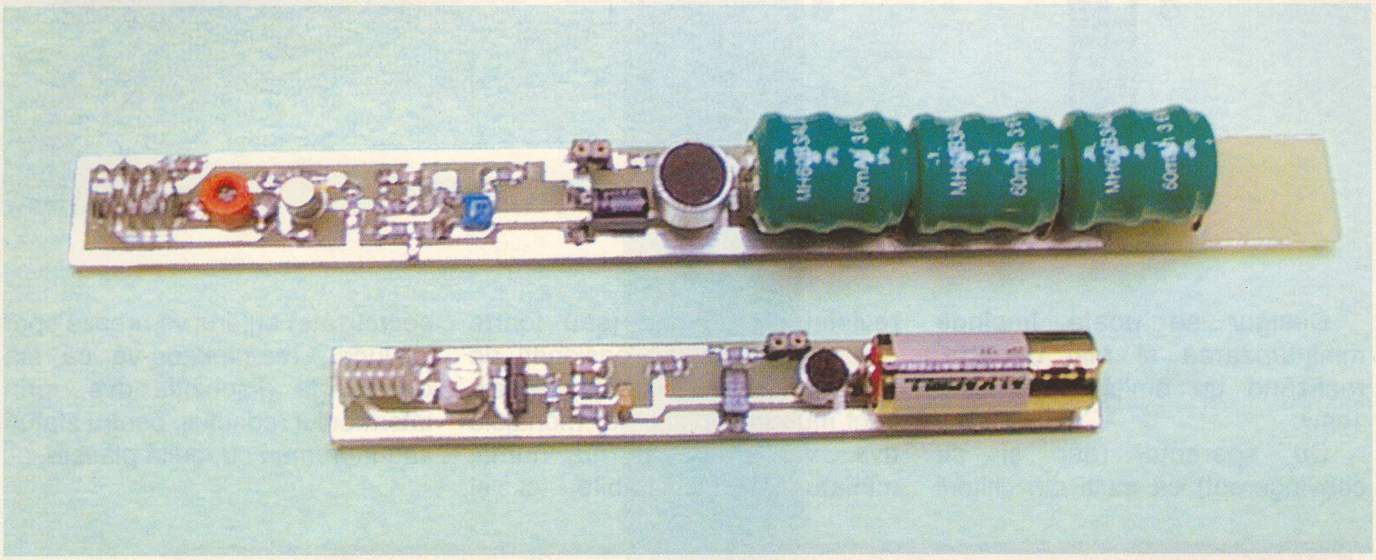
Fig. 3 Comparație între puterile disipate de dispozitive de 600V, în c.c.: a) IGBT; b) MOSFET clasic; c) CoolMOS.



Montaje cu Componente SMD (III)

- Miniemițător FM -

ing. Giovanni Cabiaglia



Cel de-al treilea montaj practic, prezentat în acest serial, mult îndrăgit de cititori, este un miniemițător FM ce poate încăpea într-un corp de marker uzat sau într-o cutiuță pentru periuța de dinți! (vezi foto).

Schema este una clasică, folosind un celebru tranzistor 2N2369 (sau BF199), singura particularitate fiind legată de alegerea valorii rezistorului R_5 (cu ajutorul căruia se reglează "bătaia" emițătorului - spion, care pe distanțe mici nu are nevoie de antenă). Bobina L_1 conține 5 spire cu priză la spira a doua de la bara de plus, fiind înfășurată pe un cotor de burghiu de 7mm cu sârmă de cupru argintat având diametrul ø0,5...0,6mm.

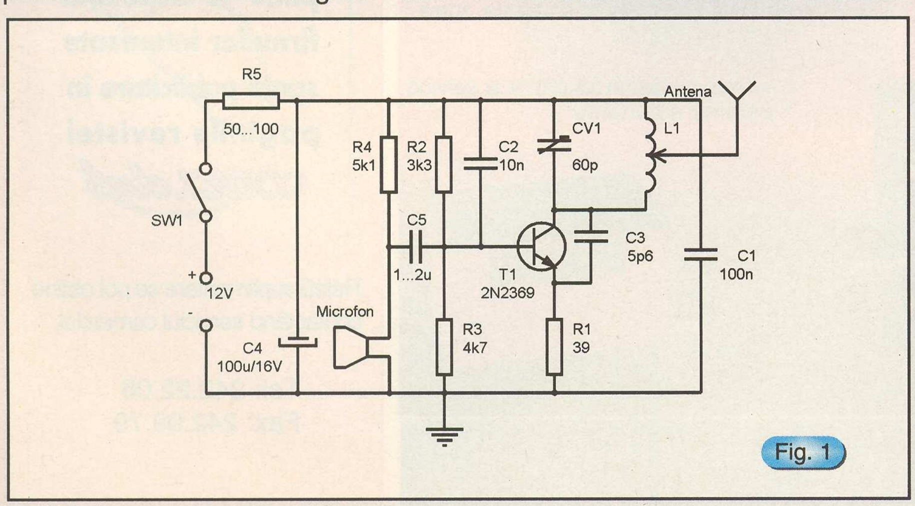


Fig. 1

Microfonul este unul cu electret și se alimentează de la borna de plus printr-un rezistor cu valoarea de 4,7kΩ...6,8kΩ.

Dacă se dorește o rază de acțiune mai mare, pe lângă micșorarea valorii rezistorului R_5 se va monta și un fir suplu (liță de oțel de 0,1...0,05mm lungă de circa 70cm).

Pornirea sau oprirea se poate face prin introducerea, respectiv scoaterea unui "călăreț" care va scurcircuita 2 pini plantați în cablaj la distanța de 2,54mm. Dacă ați realizat cele două variante ale acestui ultim montaj, nimic nu vă împiedică să realizați dvs. unul și mai mic (de exemplu în corpul unui ROTRING - funcțional, în spatele magaziei de tuș, caz în care alimentarea cu tensiune se va face de la câteva pastile AG1 cu ø6,5mm, groase de 2mm. Autonomia va fi însă de maximum o oră.

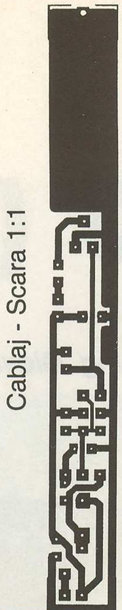
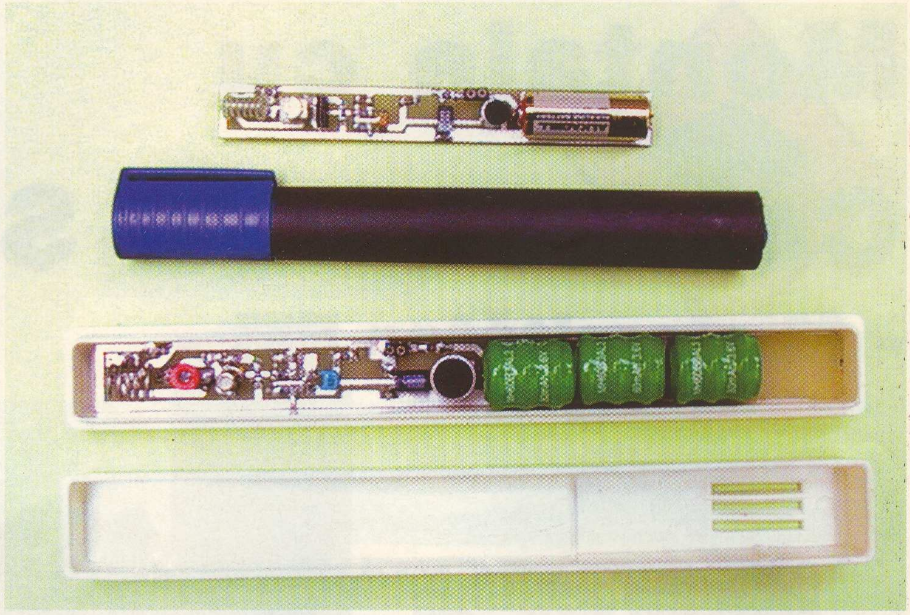


Fig. 2



Desigur se poate împinge miniaturizarea și mai departe, realizând un emițător de cca. 1cm^3.

Cu speranța (dar și cu convingerea!) că mulți din cititorii revistei au devenit (sau foarte curând vor deveni) pasionați de montajele cu SMD (atenție, piesele sunt mult mai ieftine, iar monajele dvs. vor putea fi nu numai miniaturizate și fiabile, ci și secretizate) autorul vă urează spor la lucru, reamintindu-vă că stă oricând la dispoziția dvs., prin intermediul redacției, pentru sfaturi sau îndrumări cu multă plăcere.

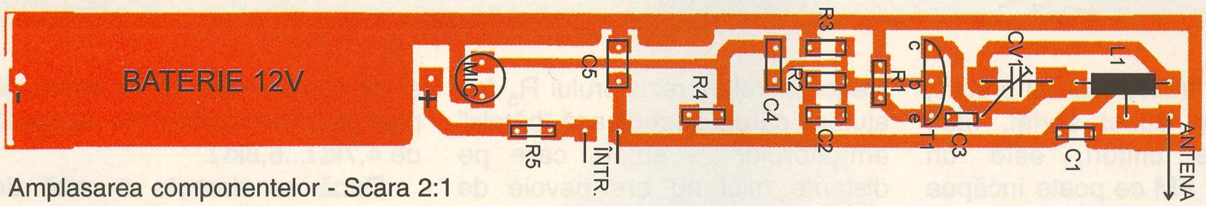


Fig. 3

Amplasarea componentelor - Scara 2:1



Redresor cu Absorbție Sinusoidală (I)

1. Introducere

Convertoarele statice de putere constituie elemente de conversie a energiei electrice livrată de rețeaua de alimentare și destinată consumatorilor. Acestea joacă un rol dublu: de receptor pentru rețeaua de alimentare și de sursă de alimentare pentru consumator. Anumite convertoare, cum este și cazul redresorului trifazat necomandat cu diode, perturbă puternic rețeaua de alimentare, generând armonici de curent / tensiune și toate consecințele acestora. Atenuarea lor se poate face cu ajutorul filtrelor pasive a căror dimensiune depinde de frecvențele care trebuie filtrate. Din această cauză, în ultimii ani, se utilizează tot mai mult redresoarele **MID** (**M**odularea **I**mpulsurilor în **D**urată) cu absorbție sinusoidală. Acestea nu conduc direct la reducerea factorului total al distorsiunilor armonice, dar permit creșterea frecvenței armonicilor perturbatoare. În acest mod, mărimea și greutatea filtrelor asociate convertoarelor pot fi reduse. Totuși, comenzile MID creează anumite probleme, cum ar fi pierderile în comutație care devin din ce în ce mai importante odată cu creșterea frecvenței de comutație. Pentru reducerea lor s-au elaborat diferite strategii **MID cu funcționare discontinuă (MDID)**, care prezintă particularitatea că, prin rotație, fiecare braț este pus într-o stare de repaus. Astfel, numărul de comutații pe durata unui ciclu poate fi redus până la 30% prin simpla redistribuire a secvențelor de comandă zero în cadrul unei perioade de comutație [1-2]. Diminuarea pierderilor în comutație și a influenței timpului mort depind de corelarea brațului care nu comută cu faza curentului.

În acest articol se propune un studiu critic al unor strategii MDID pentru comanda în tensiune a redresoarelor trifazate cu absorbție sinusoidală (*figura 1*). Acestea utilizează un formalism de comandă nou, pe două axe, care are avantajul simplificării procedurii pentru determinarea momentelor de comutație [6]. Prin axe de comandă se definesc două tensiuni de linie de referință, defazate cu 60 grade electrice.

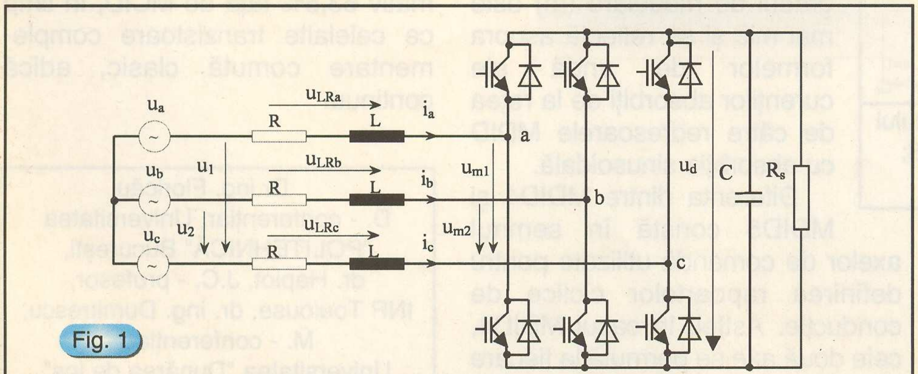


Fig. 1

Redresor trifazat comandat MID.

2. Strategii MID cu funcționare discontinuă

Comanda unui convertor static poate fi privită ca o acțiune asupra variabilelor de stare ale procesului. Caracterul acestor mărimi permite să se considere că, pe durata unui interval de comutație, mărimile discontinue au un efect asemănător cu valorile lor medii-instantanee [7]. Fiecărei funcții de conexiune i se poate asocia o funcție continuă $a_{ci}(t)$, reprezentând conexiunea medie realizată de întreruptorul k_{ci} pe durata perioadei de comutație (T_p), presupusă infinit de mică.

$$a_{ci}(t) = \left(\frac{1}{T_p} \cdot \int_{k \cdot T_p}^{(k+1) \cdot T_p} f_{ci}(t) \cdot \mathrm{d}t \right)_{T_p \to 0},$$

$$f_{ci}(t) \in \{0,1\},\ k \in \mathrm{N} \qquad (1)$$

Formalismul de comandă pe două axe este prezentat pe larg în literatura de specialitate, pentru cazul unui invertor trifazat în punte [6]. Noile semnale de referință sunt reprezentate prin două tensiuni de linie defazate cu 60 grade electrice, denumite simplificat *axe de comandă*. *În funcție de faza de referință, considerată pentru definirea celor două axe, se pot obține diferite strategii MDID, care se deosebesc prin numărul de comutații de pe fiecare braț al punții.* De exemplu, dacă se consideră ca referință faza A, numărul de comutații pentru acest braț va fi de 4 ori mai mic decât pe celelalte două brațe [6].

Prin permutarea ciclică a celor două axe se pot obține diferite

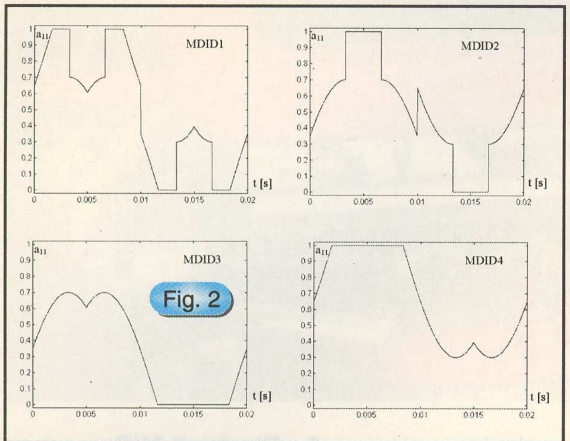


Fig. 2 MDID pe două axe: evoluția rapoartelor ciclice de conducție (M=0,7).

comenzi numerice MDID. În *figura 2* s-au prezentat rapoartele ciclice de conducție pentru cazul când *axele* se schimbă la fiecare 30 grade electrice (MDID1), 60 grade electrice (MDID2) sau 120 grade electrice (MDID3, MDID4).

Studiile efectuate [5] au demonstrat că strategiile MDID sunt superioare strategiei **SVPWM** (**S**pace **V**ector **P**ulse **W**idth **M**odulation) cu funcționare continuă, din punctul de vedere al distorsiunilor armonice, doar pentru valori mari ale *gradului de modulare* (m). *Criteriul de selecție a metodelor MDID se bazează pe reducerea pierderilor în comutație întrucât, prin rotație, fiecare braț este pus într-o stare de repaus 30 grade electrice (MDID1), 60 grade electrice (MDID2) sau 120 grade electrice (MDID3, MDID4).* În total, fiecare braț este conectat la borna (+) sau (-) a sursei continue o treime dintr-un ciclu al fundamentalei. Permutarea celor două axe se face în funcție de trecerea prin zero a acestora (MDID3, MDID4) și/sau de semnul tensiunilor de fază de referință (MDID1, MDID2). Acest aspect conferă un avantaj în plus comenzilor MDID pe două axe față de SVPWM [6]. Se știe că SVPWM necesită utilizarea poziției fazorului tensiunii de fază de referință pentru calculul rapoartelor ciclice de conducție.

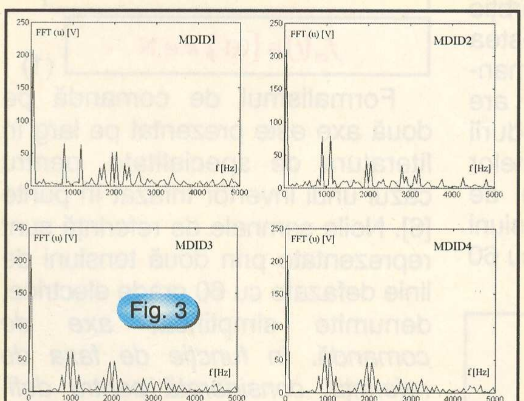


Fig. 3 MDID pe două axe: analiza conținutului în armonici a tensiunii de linie (M=0,8; f_{sw} = 1kHz).

În cazul strategiilor MID clasice (cu sau fără injecția armonicii a 3-a), cu funcționare continuă (MCID), toți cei trei curenți de fază sunt comutați pe durata unui ciclu. Astfel, pentru toate metodele MCID, pierderile în comutație sunt aceleași și independente de factorul de putere. În cazul MDID, pierderile în comutație sunt semnificativ influențate de metoda de comandă și de factorul de putere (defazajul dintre fundamentala curentului și a tensiunii).

Permutarea celor două axe la fiecare 30 grade electrice (MDID1) sau 60 grade electrice (MDID2) conduce la obținerea unor discontinuități în evoluția duratelor ciclice de conducție (*figura 2*). Acestea sunt cu atât mai mari cu cât gradul de modulare (m) este mai mic și se reflectă asupra formelor de undă ale curenților absorbiți de la rețea de către redresoarele MDID cu absorbție sinusoidală.

Diferența dintre MDID4 și MDID5 constă în semnul axelor de comandă utilizate pentru definirea rapoartelor ciclice de conducție. Astfel, în cazul MDID4, cele două axe se permută la fiecare 120 grade electrice, iar tensiunile de linie de referință trebuie să fie tot timpul pozitive. Metoda MDID4 este similară, doar că permutarea celor două axe se face astfel încât, tensiunile de linie de referință trebuie să fie tot timpul negative. Avantajul acestor comenzi MDID față de MDID1 și MDID2 constă în faptul că evoluția rapoartelor ciclice de conducție este continuă.

În funcție de strategia MDID utilizată, se obține o distribuție diferită a armonicilor în jurul frecvenței purtătoare și a multiplilor acesteia (*figura 3*). Studiile efectuate [5] arată că, pentru valori mici ale gradului de modulare (*m<0,3*), factorul total al distorsiunilor armonice (THD) este același, iar pentru *m>0,3* există mici diferențe, strategia MDID1 fiind mai performantă decât celalte trei. Metoda MDID2 are și ea un avantaj particular, și anume, reducerea pierderilor în comutație cu aproximativ 50% la convertoarele care funcționează cu un factor de putere unitar (cosφ =1).

Marea majoritate a publicațiilor prezintă diferite studii pentru strategiile MDID, dar pentru cazul comenzii invertoarelor trifazate de tensiune [1-3]. În paragraful următor se va analiza influența comenzilor MDID2 și MDID3 pentru redresoarele trifazate cu absorbție sinusoidală (cosφ = 1). MDID3 și MDID4 au avantajul unei evoluții continue a rapoartelor ciclice de conducție, dar pierderile în comutație nu sunt echilibrate în cadrul aceleiași celule de comutație. Pentru trei tranzistoare, câte unul din fiecare celulă, pierderile sunt reduse cu aproximativ 63,5% față de MCID, în timp ce celelalte tranzistoare complementare comută clasic, adică continuu.

Dr.ing. Floricău, D. - conferențiar, Universitatea "POLITEHNICĂ" București,
dr. Hapiot, J.C. - profesor, INP Toulouse, dr. ing. Dumitrescu, M. - conferențiar, Universitatea "Dunărea de jos"

Sisteme de Comandă și Control utilizate în receptoarele TV Sony, realizate cu șasiu SX (II)

ing. Mihai Bășoiu

B. Memoria statică M58655

Este o memorie nevolatilă care este folosită pentru memorarea datelor de acord (tensiunea de comutare benzi și tensiunea de acord pentru fiecare program memorat). Are capacitatea de a memora 64 cuvinte a câte 16 biți.

Semnificația terminalelor este dată în *tabelul 2*, cu mențiunea că s-au păstrat prescurtările originale (în limba engleză), așa cum se întâlnesc ele în documentațiile de bază.

C. Mod de abordare a depanării

Defectarea sistemului de comandă și control (circuitele integrate sau circuitele anexă) se manifestă printr-o serie mai lungă de simptome, dintre care menționăm:

- imposibilitatea acordului pe canal (program TV);
- nu memorează programele (toate, sau numai pe cele dintr-o anumită bandă);
- nu asigură (și memorează) reglajele de imagine și sunete;
- nu acționează comutarea receptorului (Pornit/Oprit și trecere prin "standby");
- nu comută sursele de semnal (propriu și AV externe);
- nu funcționează facilitatea OSD (inscripționare pe ecran), sau funcționează incorect;
- nu funcționează diodele indicatoare (Pornit/Oprit, telecomandă), etc.

Cunoscând semnificația terminalelor, pot fi verificate regimurile de funcționare ale circuitelor specializate, înglobate în cele două circuite integrate, urmărind semnalele care apar pe ele în regim de funcționare în regim normal, sau în regim special - specific pe durate scurte (când devin active).

Dintre cele mai frecvente defecțiuni amintim:

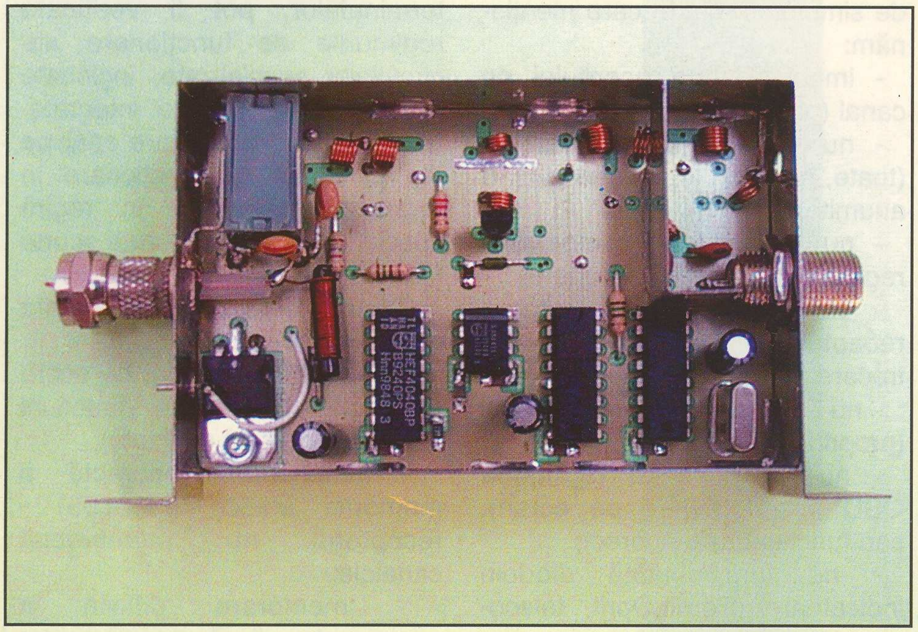
- lipsă filtraj tensiuni de acord sau comandă reglaje (funcțiuni lipsă sau incorect realizate);
- funcționare incorectă a memoriei statice (M58655) - receptorul nu memorează canalele;
- memorare dificilă a programelor - lipsă semnal pentru acordul automat pe canal (AFT).

Tabelul 2 - Semnificația terminalelor CI - M58655

Terminal	Notație/ Semnificație	Funcție
1	V_{SS}	Alimentare +5V
2	V_{GG}	Alimentare -30V
3, 5, 10, 11, 14	–	Neutilizate
4	$\overline{CS}$	**Intrare** "**C**hip **S**elect" - validare transfer date (de la microprocesor)
6	CLK	**Intrare** - semnal tact (impulsuri)
7 8 9	C_1 C_2 C_3	**Intrări** - linii de comandă pentru selecție mod
12	I/O	**Intrare / Ieșire** date
13	V_{GND}	Masă (0V)

Convertoare VHF/UHF (II)

ing. Emil Drăgulin



2. Convertor cu sinteză de frecvenţă, tip CTVSxx/xx, comercializat de Conex Electronic

Caracteristici tehnice:

- Nivelul semnalului de intrare: 0,05...5mV;
- Amplificarea de tensiune: >25dB;
- Canalul UIF recepţionat: unul din canalele 21...69;
- Canalul FIF transmis: programabil în unul din canalele 6...12;
- Stabilitatea de frecvenţă: 5.10^{-6};
- Factor de zgomot: <6dB;
- Banda: 8MHz;
- Impedanţa de intare şi de ieşire: 75Ω;
- Tensiunea de alimentare (telealimentare prin cablul coaxial): -16...-24V;
- Curent absorbit: <50mA;
- Dimensiuni: 85 x 55 x 24mm.

Schema bloc a convertorului este prezentată în *figura 5*.

Semnalul provenit de la o instalaţie de antenă TV, trecut printr-un filtru trece sus (f_o=470MHz) pentru selectarea benzii UIF, este amplificat cu un tranzistor cu zgomot redus şi printr-un filtru trece bandă UIF (pentru selectarea canalului TV dorit) este aplicat mixerului. La ieşirea mixerului se găseşte un filtru trece bandă, acordat pe frecvenţa canalului FIF în care se face conversia.

Pentru schimbarea de frecvenţă este utilizat un oscilator controlat în tensiune (VCO) a cărei frecvenţă este sincronizată cu semnalul provenit de la un oscilator cu cuarţ printr-o buclă PLL, care conţine un prescaler, un divizor programabil şi un comparator de fază cu filtru trece-jos inclus.

La ieşirea comparatorului de fază apare un semnal de curent continuu, proporţional cu diferenţa de fază dintre semnalul oscilatorului VCO şi semnalul oscilatorului cu cuarţ, care este utilizat pentru controlul frecvenţei oscilatorului (cu ajutorul unei diode varicap).

În lipsa acestui semnal de comandă, VCO furnizează un semnal având frecvenţa f_o numită "frecvenţă de oscilaţie liberă". Mărimea acestei frecvenţe depinde de elementele circuitului acordat (L, C, $C_{varicap}$). Frecvenţa f_o trebuie să se afle în centrul unei benzi de frecvenţă denumită "bandă de captură". Banda de

Tabelul 3

Canal	31	38	42	48	57
C5	3,3pF	2,2pF	1,8pF	1,8pF	2,2pF
C6	3,3pF	2,7pF	2,7pF	1,8pF	1,8pF
C7	3,3pF	2,7pF	2,2pF	1,8pF	1,5pF
C8	2,2pF	2,2pF	2,2pF	1,8pF	1,0pF

captură, notată cu $2f_c$ constituie un parametru funcţional al circuitului PLL. Dacă frecvenţa oscilatorului este cuprinsă în interiorul benzii de captură, bucla de reacţie a circuitului acţionează în aşa fel, asupra VCO încât frecvenţa oscilatorului este sincronizată cu frecvenţa cuarţului.

O dată sincronizat, VCO poate urmări frecvenţa cuarţului într-o bandă mai mare de $2f_c$, numită bandă de urmărire (de tracking).

Alimentarea convertorului se face de la o sursă de tensiune de -16...-24V şi este stabilizată intern. Tensiunea de alimentare se aplică prin intermediul cablului coaxial

(mufei de ieșire - telealimentare).

Schema electrică a convertorului este prezentată în *figura 6*. Componentele marcate cu "*" sunt de tip SMD.

Semnalul se aplică la intrarea tranzistorului amplificator BFR92 prin intermediul filtrului trece sus realizat cu C_1 - C_2 - L_1. Pentru diferite canale TV, valorile componentelor C_1, C_2, L_1, L_2, sunt identice cu cele de la varianta anterioară de convertor iar reglajul etajului amplificator este similar. Pentru filtrul trece bandă UHF, valorile componentelor sunt date în *tabelul 3*.

Toate condensatoarele sunt de tip ceramic disc miniatură. Reglajul se efectuează prin depărtarea spirelor bobinelor L_4 și L_5, iar banda prin depărtarea bobinelor între ele (cuplaj mai mic).

Caracteristica de frecvență a filtrului este dată în *figura 7*. Cu linie plină s-a figurat caracteristica ideală iar cu linie punctată, limitele admise.

Semnalul de la ieșirea filtrului se aplică prin rezistorul R_3 de 10Ω la intrarea mixerului. Inițial, acest rezistor nu se montează pe placă, pentru a se putea vizualiza corect caracteristica etajului amplificator UHF. Tot la intrarea mixerului se aplică semnalul de la oscilator, captat de bobina L_7 cuplată slab cu bobina oscilatorului L_{10}.

La ieșirea mixerului se găsește filtrul trece bandă VHF, realizat cu C_{10}, L_8, L_9, C_{11}, C_{12}. *Bobinele L_8 și L_9 vor avea 7,5 spire pentru canalele 6 și 7, 6,5 spire pentru canalele 8 și 9, 5,5 spire pentru canalele 10 și 11 și 4,5 spire pentru canalul 12.* Din filtrul trece bandă, semnalul este transmis la ieșire printr-un atenuator de 75Ω.

Oscilatorul, de tip VCO, este realizat cu tranzistorul BF199 și este comandat printr-o buclă PLL realizată cu circuitele integrate IC_1, IC_2, IC_3 și IC_4. *Bobina L_{10} are 1,5 spire pentru canalul 57, 2,5 spire pentru canalele 38 și 42 și 3,5 spire pentru canalul 31, C_{15} are valoarea de 1pF pentru canalul 57, 2,2pF pentru canalele 38 și 42 și 3,3pF pentru canalul 31.* Dacă este necesar, la ajustarea frecvenței oscilatorului se va monta C_{16} cu valori între 1 și 3,3pF.

Funcționarea buclei PLL

Unui comparator de fază (IC_3) i se aplică un semnal de la oscilatorul cu cuarț (IC_4) și un semnal de la oscilatorul local. Oscilatorul cu cuarț are frecvența cuarțului de 4,0000MHz divizată cu 1024 (pin 15 IC_4), deci frecvența aplicată comparatorului va fi de 4000/1024 = 3,90625kHz.

Semnalul oscilatorului, captat cu o sondă capacitivă (traseu cuplat cu bobina oscilatorului) este aplicat unui prescaler (IC_2), tip SAB6456, care realizează o divizare cu 256. Semnalul astfel divizat este aplicat unui divizor programabil (IC_1), tip MC14040 (CD4040), prin intermediul tranzistorului T_4, care are rolul de a aduce semnalul de la ieșirea prescalerului la un nivel compatibil CMOS. Divizorul programabil trebuie să realizeze un factor de divizare egal cu frecvența oscilatorului, prin conectarea unora dintre ieșirile Q_0...Q_9 la masă, prin intermediul unor diode de comutație 1N4148.

Pinii pe care se conectează diodele se stabilesc în felul următor:

- Se determină frecvența necesară a oscilatorului, ca diferență între frecvența canalului UHF recepționat și a canalului VHF transmis (de exemplu pentru canalul 57 în canal 11: 758 – 214 = 544MHz, pentru canal 31 în canal 10: 550 – 206 = 344MHz). Această valoare constituie factorul de divizare necesar;
- Se transformă numărul zecimal care reprezintă frecvența oscilatorului într-un număr binar, prin împărțire succesivă cu cea mai mare putere a lui 2 care se cuprinde în număr până când restul este zero. Puterile lui 2 sunt date în *tabel*.

2^0	2^1	2^2	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7	2^8	2^9	2^{10}
1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024

Exemplu:

- canal 57/11 - 544 = 512 + 32 = $2^9 + 2^5 \rightarrow Q_9$/pin 14, Q_5/pin 2.
- canal 31/10 - 344 = 256 + 64 + 16 + 8 = $2^8 + 2^6 + 2^4 + 2^3 \rightarrow$ Q_8/pin 12, Q_6/pin 4, Q_4/pin 3, Q_3/pin 5.

Pinii rezultați prin acest procedeu se conectează prin diode și rezistorul R_{11} la masă (practic se plantează diodele doar pe pinii determinați, deși pe cablajul imprimat sunt prevăzute toate diodele). Ieșirea din divizor corespunde pinului cu rangul cel mai mare (de exemplu C57/11 –

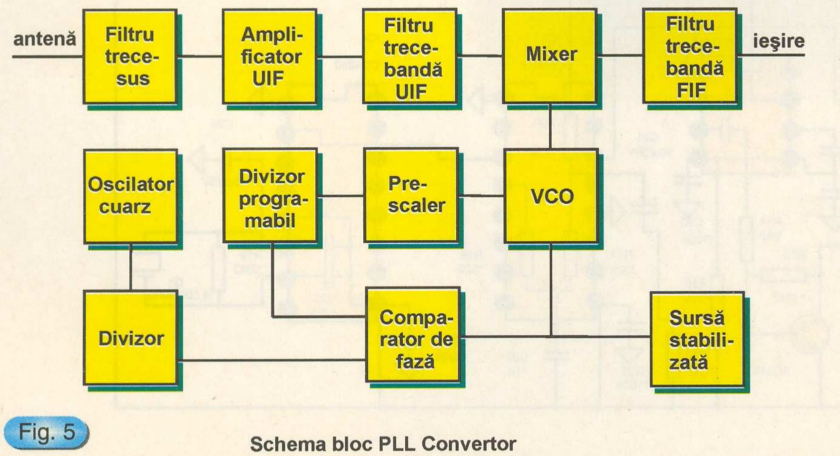
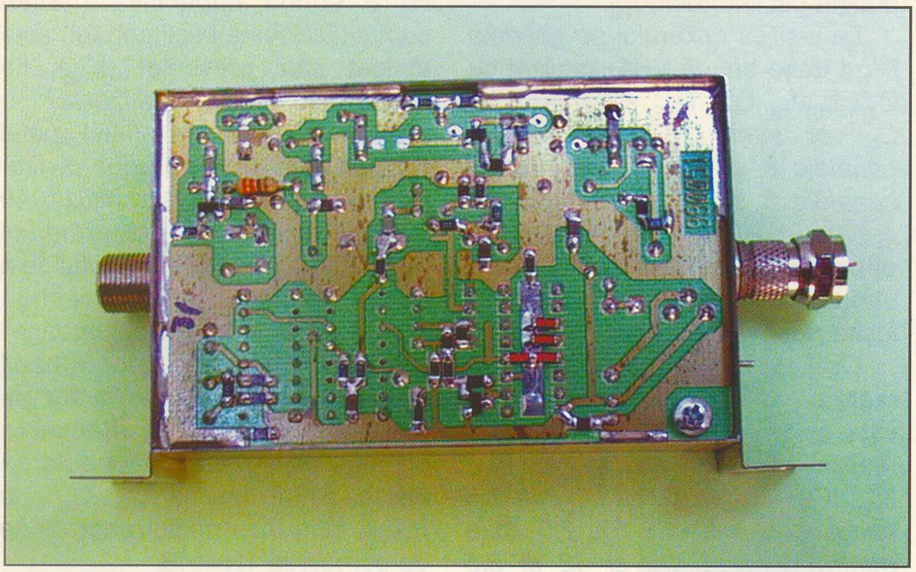


Fig. 5 Schema bloc PLL Convertor



pin 14; C31/10 – pin 12). La ieșirea din divizor se obține un semnal cu frecvența: f_o/*factor total de diviziune* (C57/11: f[kHz]) = (544/256*544)*1000 = 3,90625kHz, identică cu cea obținută de la oscilatorul cu cuarț.

La ieșirea comparatorului de fază apare un semnal de curent continuu, proporțional cu diferența de fază dintre semnalul oscilatorului local VCO și semnalul oscilatorului cu cuarț, care este transmis prin R_{20} unei diode varicap ce comandă frecvența de oscilație a VCO.

Reglajul oscilatorului și a buclei PLL se face după cum este prezentat în continuare.

- se alimentează convertorul și se măsoară frecvența oscilatorului. Aceasta trebuie să fie mai mică decât frecvența necesară cu cca. 20...25MHz, pentru a putea permite reglajul prin depărtarea spirelor bobinei oscilatorului. Dacă este mai mare, se va monta pentru C_{16} un condensator de 1...3,3pF, iar dacă este mult prea mare se va mări cu o spiră bobina L_{10};
- se depărtează spirele bobinei oscilatorului până la obținerea frecvenței necesare (cu ajutorul unei șurubelnițe izolante);
- se reglează fin spirele bobinei pentru a obține pe pinul de ieșire al compartorului (pin 13) o tensiune cuprinsă între 7 și 8V. În acest caz, oscilatorul funcționează în centrul benzii de captură.
- se verifică funcționarea buclei, prin apropierea mâinii de elementele oscilatorului – tranzistor, bobină, condensatoare. Frecvența oscilatorului nu trebuie să se

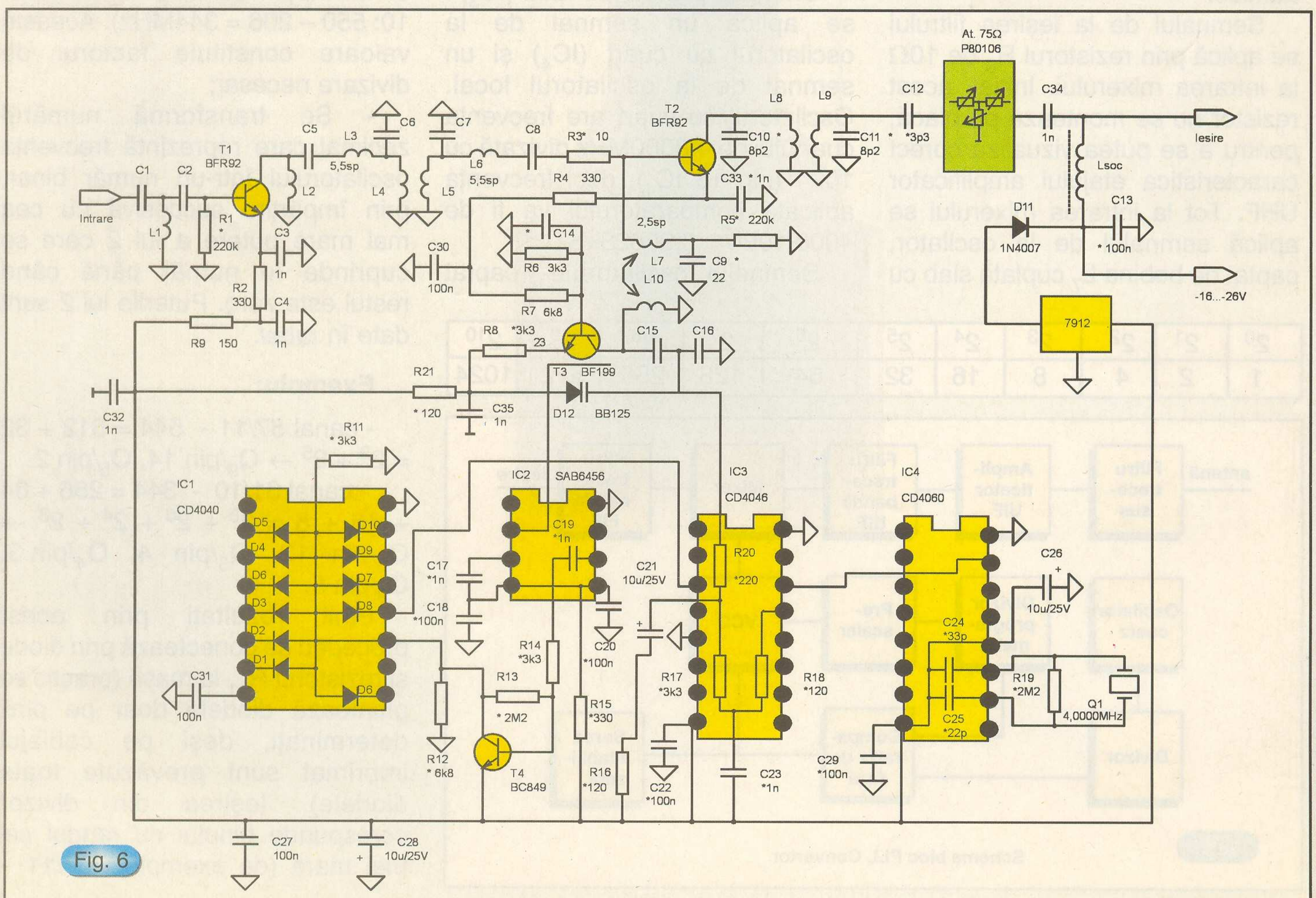


Fig. 6

modifice, în schimb tensiunea de la ieșrea comparatorului variază între 0 și valoarea reglată anterior.

În final se va regla caracteristica globală a convertorului, astfel:

- se montează rezistorul R_3 de 10Ω;
- se conectează ieșirea de semnal a voblerului (X51) la intrarea convertorului și sonda la ieșire, atenuatorul de 75Ω fiind pe poziția maximă;
- se aduce markerul central pe frecvența centrală a postului recepționat;
- se reglează filtrul de ieșire prin depărtarea spirelor bobinelor L_8 și L_9, pentru aducerea în bandă, și mărirea sau micșorarea distanței dintre bobine, pentru stabilirea lărgimii de bandă. Se fac eventuale mici corecții în filtrele UHF, pentru simetrizarea curbei, urmărindu-se obținerea unei curbe ca cea prezentată în *figura 8*.

Convertorul se consideră corect reglat când se obține o curbă simetrică, cu lățimea de bandă de 8MHz și flancuri căzătoare la zero în 10MHz.

Observație! La acționarea spre minim a atenuatorului de 75ohmi, alura curbei se modifică, dar nu semnificativ.

În *figura 9* se prezintă desenele plăcii de cablaj imprimat și a măștilor de cositorire, la scara 1:1.

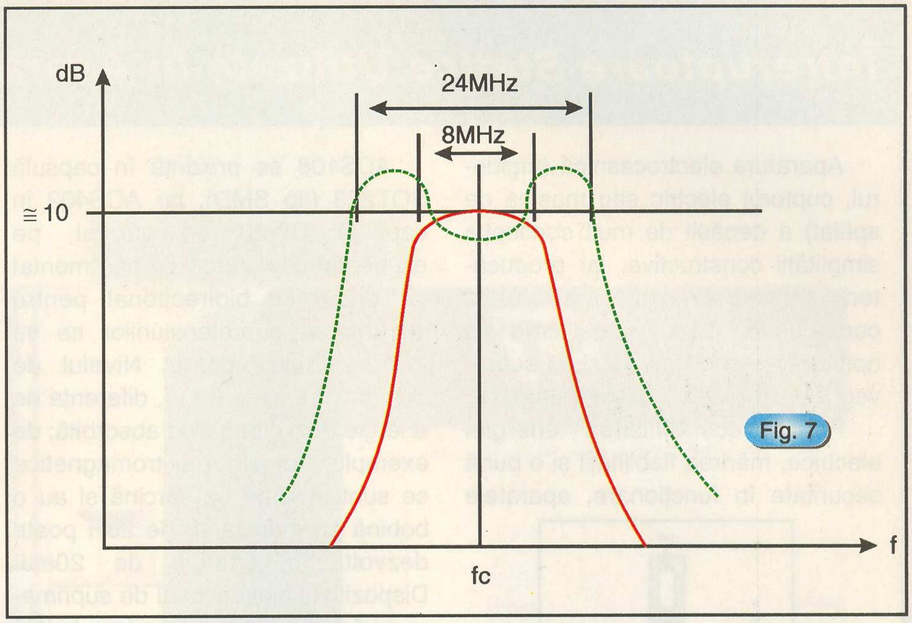


Fig. 7

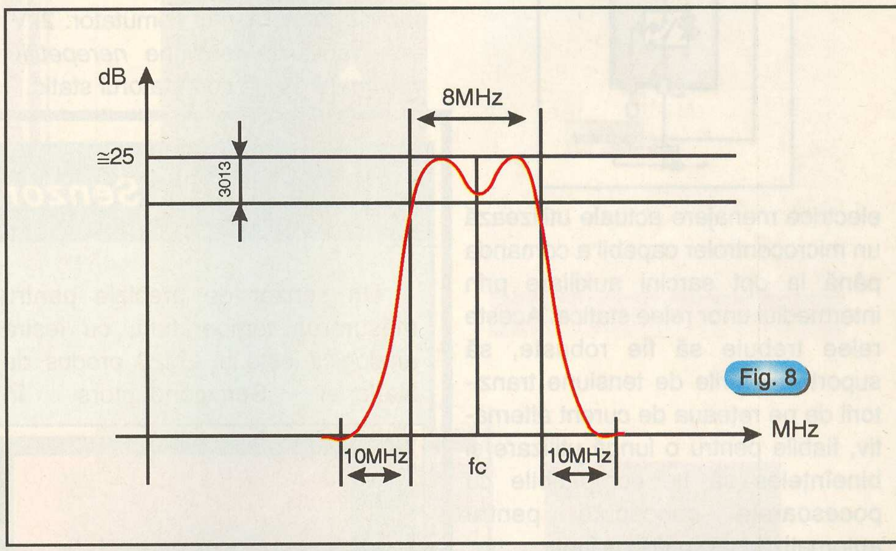


Fig. 8

Cablajul imprimat vedere dinspre partea cu lipituri

Amplasarea componentelor

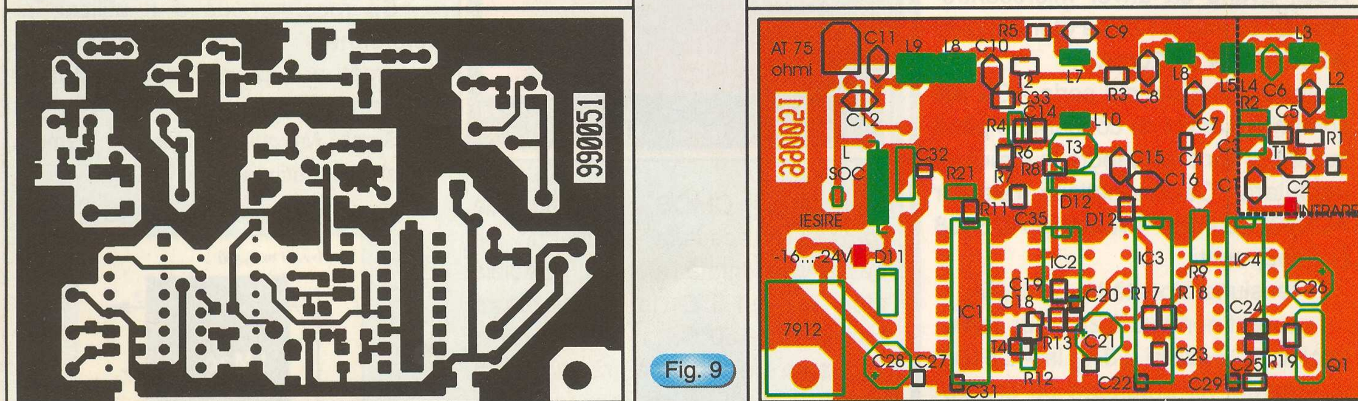


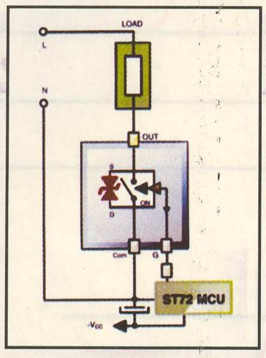
Fig. 9

Observație! Componentele SMD se montează pe partea cu traseele, iar cele clasice (culoare verde) pe partea cu **planul de masă** (vezi fotografiile).

Întreruptoare Statice Utilizate în Aparatura Electrocasnică

Aparatura electrocasnică (frigiderul, cuptorul electric sau mașina de spălat) a depășit de mult concepția simplității constructive, iar producătorii consacrați caută să creeze componente performante care să optimizeze funcționarea și să supravegheze fiabilitatea acestor aparate.

Pentru economisirea energiei electrice, mărirea fiabilității și o bună securitate în funcționare, aparatele



electrice menajere actuale utilizează un microcontroler capabil a comanda până la opt sarcini auxiliare prin intermediul unor relee statice. Aceste relee trebuie să fie robuste, să suporte vârfurile de tensiune tranzitorii de pe rețeaua de curent alternativ, fiabile pentru o lungă utilizare și bineînțeles să fie compatibile cu pocesoarele concepute pentru automatizări de înaltă calitate.

ST Microelectronics a realizat o gamă de întreruptoare statice - seria ACS, având ca driver microcontrolerul ST62 sau ST72 ce oferă curenți de comandă de 20mA.

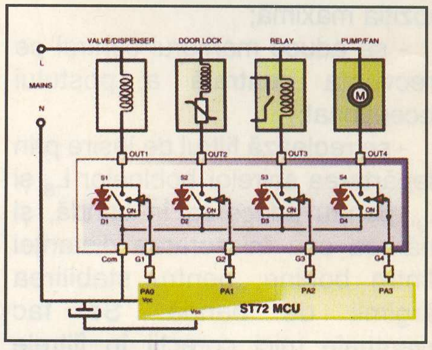
Întreruptoarele din seria ACS pot comanda sarcini cu consum de până la 0,8A și sunt concepute în structură modulară. Caracteristicile releelor ACS402 (conține 4 relee) și ACS108 (1 releu) sunt:

- tensiune blocată V_{off} = 500V;
- curent nominal $0{,}2A_{ef}$ per comutator la ACS402 și $0{,}8A_{ef}$ la ACS108;
- curent de amorsare pe electrodul de comandă I_{GT} < 10mA;
- imunitate la brumul de pe rețea 500V/µs.

ACS108 se prezintă în capsulă SOT223 (tip SMD), iar ACS402 în capsulă DIL20. În paralel, pe elementul comutator, se află montat un dispozitiv bidirecțional pentru suprimarea supratensiunilor ce se formează la blocare. Nivelul de suprimare este la 600V, diferența de energie dezvoltată fiind absorbită; de exemplu, releele electromagnetice ce sunt utilizate ca sarcină și au o bobină cu inductanța de 25H poate dezvolta o energie de 20mJ. Dispozitivul bidirecțional de suprimare a vârfurilor de tensiune face inutilă montarea grupului RC (sau varistor) paralel pe elementul comutator. 2kV este vârful de tensiune *nerepetitiv maxim* admis de comutatorul static.

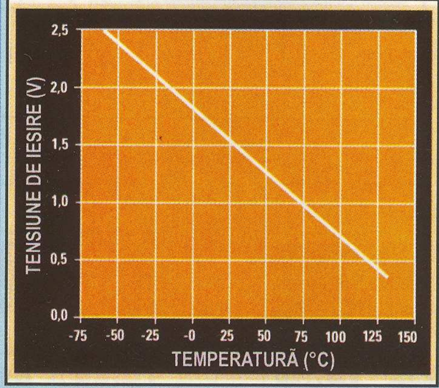
Aplicațiile tipice cu cele două întreruptoare statice sunt prezentate alăturat.

Sursă: Note de aplicații ST Microelectronics, www.st.com.



LM20 - Senzor de Temperatură

Un senzor de precizie pentru măsurarea temperaturii, cu ieșire analogică este și LM20 produs de National Semiconductors în



tehnologie CMOS. Funcția de transfer a acestuia se înscrie pe curba prezentată alăturat, precizia fiind de ±1,5°C la temperatura ambiantă de 30°C.

Gama de temperatură măsurată depinde însă și de tensiunea de alimentare. Dacă aceasta se află între limitele 2,4V și 5,5V, gama măsurată este -55°C...+130°C.

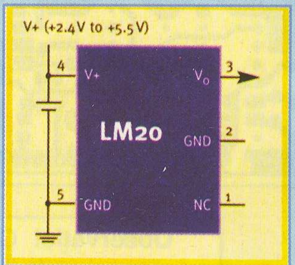
Scăderea tensiunii sub 2,4V determină modificarea limitei inferioare de temperatură măsurată la -30°C însă, limita superioară rămâne aceeași.

Curentul consumat este redus, la maximum 10µA, iar impedanța de ieșire 160Ω.

Este realizat în două variante: SMD cu 4 pini (0,72mm²) și SC70 cu 5 pini.

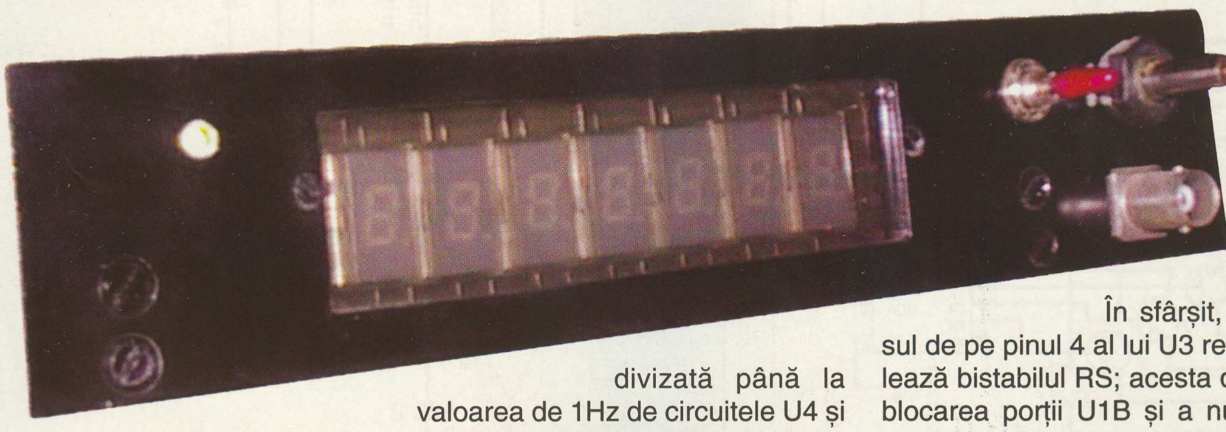
Se recomamndă a fi utilizat în telefoanele celulare, computere, încărcătoare pentru acumulatoare sau mașini de fax.

Sursă: *National's Focus On*, toamnă '99 și www.national.com.



Frecvențmetru Digital

ing. Victor David



Frecvențmetrul permite măsurarea până la 2MHz a frecvenței semnalelor tip CMOS, cu amplitudinea de 5V, sau a frecvenței altor tipuri de semnale, prin intermediul unui bloc de intrare adaptat situației.

Din motive de cost, baza de timp a frecvențmetrului este fixă, având o perioadă de 1s cu precizia frecvenței cuarțului. Precizia frecvențmetrului este de ±1Hz, în condițiile reglării corespunzătoare a bazei de timp. Este prevăzut cu indicator cu LED pentru funcția de triggerare.

Echiparea secțiunii de numărare-afișare este opțională, în funcție de necesitățile aplicației. De exemplu, prin eliminarea anumitor componente din schema inițială, se poate obține un frecvențmetru cu 4 digiți, adică gama 0...9999Hz.

Mod de funcționare

Frecvențmetrul este compus dintr-un bloc de numărare-afișare, bază de timp și logică de control.

Blocul de numărare-afișare, realizat cu ajutorul circuitelor U6 și U7 (*figura 1*), de tip MMC22926 și respectiv, MMC22925, conectate în cascadă, numără, pe o perioadă de o secundă, impulsurile de pe intrarea frecvențmetrului, rezultatul fiind afișat, multiplexat, pe 4+3 digiți, pe un afișor cu catod comun. Utilizarea celor două circuite, mai sus menționate, se bazează pe structura internă a acestora, structură ce conține câte un numărător de 4 digiți, un latch și un decodificator, precum și logica de multiplexare.

Baza de timp realizată cu inversorul U2E conține un oscilator cu cuarț. Frecvența este divizată până la valoarea de 1Hz de circuitele U4 și U5, de tip MMC4040. Controlul bazei de timp se realizează prin reset (pin 11 la ambele circuite). La sfârșitul perioadei de numărare de o secundă, bistabilul RS, realizat cu porțile U1C și U1D, basculează, blocând baza de timp și respectiv, deblocând numărătorul U3, de tip MMC4022. Totodată, prin intermediul porții U1B, se inhibă trecerea impulsurilor de la intrare spre numărătorul U6, U7 (vezi semnalul MCK din *figura 2*).

Devenit activ, numărătorul cu ieșiri decodificate generează secvența de impulsuri MLE, RST și, în final, un impuls de închidere de ciclu la pinul 4.

Impulsul MLE - ***Master Lach Enable*** - are rolul de zăvorâre a informației stocate în registrele conținute de circuitele U6 și U7. În acest mod, conținutul numărătoarelor, la sfârșitul unei perioade de numărare, este afișat pe durata următoarei perioade.

Impulsul MRST - ***Master Reset*** - resetează numărătoarele menționate, pregătindu-le pentru o nouă perioadă de numărare.

În sfârșit, impulsul de pe pinul 4 al lui U3 rebasculează bistabilul RS; acesta duce la blocarea porții U1B și a numărătoarelor din U6 și U7, frecvențmetrul intră în perioada de măsurare cu durata de 1s, până când ieșirea Q_{11} - pinul 15 al circuitului U5, trece în 1 logic și ciclul se reia.

Frecvența oscilatorului realizat cu poarta U1A fiind de ordinul sutelor de Hz, durata impulsului de generare a impulsurilor MLE, MRST este neglijabilă. Din această cauză, un ciclu complet de măsurare durează cu foarte puțin peste 1s în condițiile numărării impulsurilor de pe intrarea frecvențmetrului în exact o secundă.

Intrarea FINT este ținută în 1 logic de către R_2, în absența unui semnal electric. La apariția unui

Fig. 1

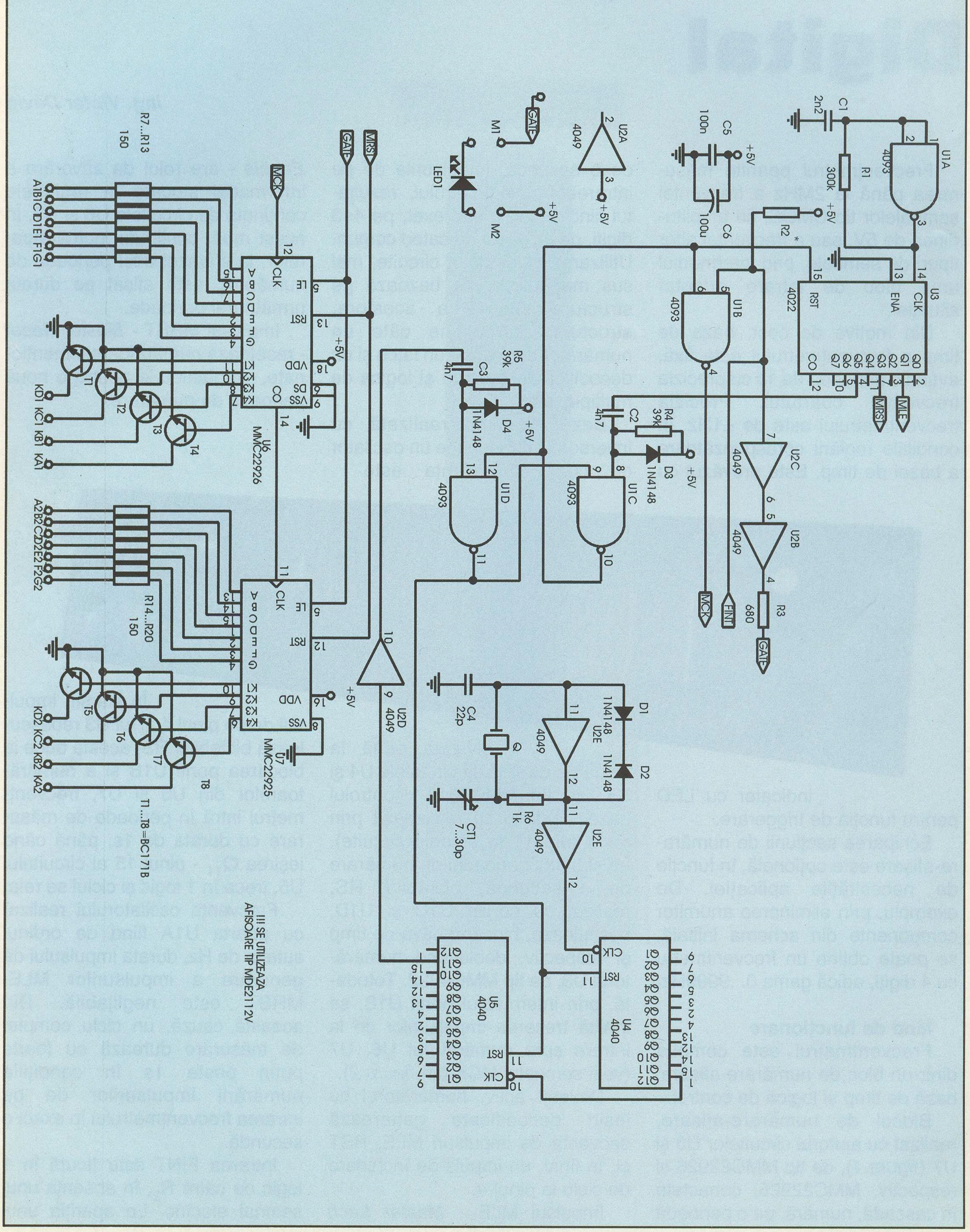
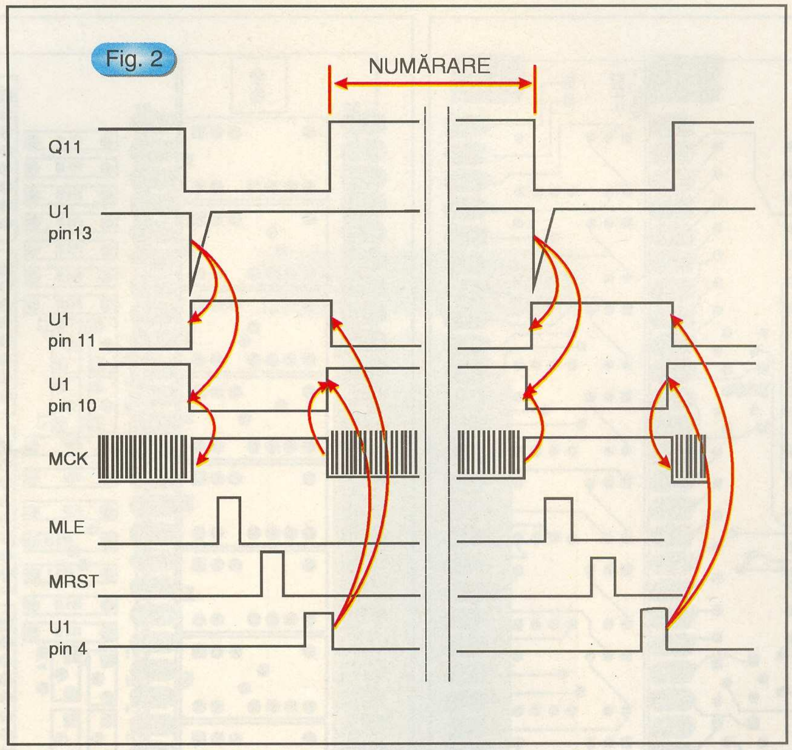

U1A 4093
U1B 4093
U1C 4093
U1D 4093
U2A 4049
U2B 4049
U2C 4049
U2D 4049
U2E 4049
U3 4022
U4 4040
U5 4040
U6 MMC22926
U7 MMC22925
C1 2n2
R1 300k
C5 100n
C6 100u
R2 *
R3 680
R4 39k
R5 39k
C2 4n7
C3 4n7
D1 1N4148
D2 1N4148
D3 1N4148
D4 1N4148
C4 22p
CT1 7...30p
R6 1k
Q
LED1
M1
M2
GATE
MRST
MLE
MCK
FINT
+5V
R7...R13 150
R14...R20 150
T1...T8=BC171B
III SE UTILIZEAZA AFISOARE TIP MDE2112V

Fig. 2



semnal, poarta U1B îl triggerează, în timp ce LED_1 (TRIGGERARE) afișează acest fapt. În cazul conectării cu orice blocuri de intrare, cerute de situația specifică utilizării, rezistența R_2 poate fi modificată ca valoare, dar nu eliminată. De exemplu, în cazul citirii frecvenței de la ieșirea unui circuit TTL se recomandă o valoare de 3,3...3,9kΩ.

CONSTRUCȚIE ȘI REGLAJE

În *figurile 3* și *4*, este prezentat desenul de cablaj și respectiv, desenul de echipare al modulului frecvențmetru.

După execuția cablajului, la standard industrial sau artizanal, se precositoresc pastilele destinate conectării electrice a frecvențmetrului propriu-zis cu placa de afișare.

După plantarea completă a celor două plăci, se recomandă o verificare electrică a plăcii de afișare, întrucât ulterior va fi mai dificil.

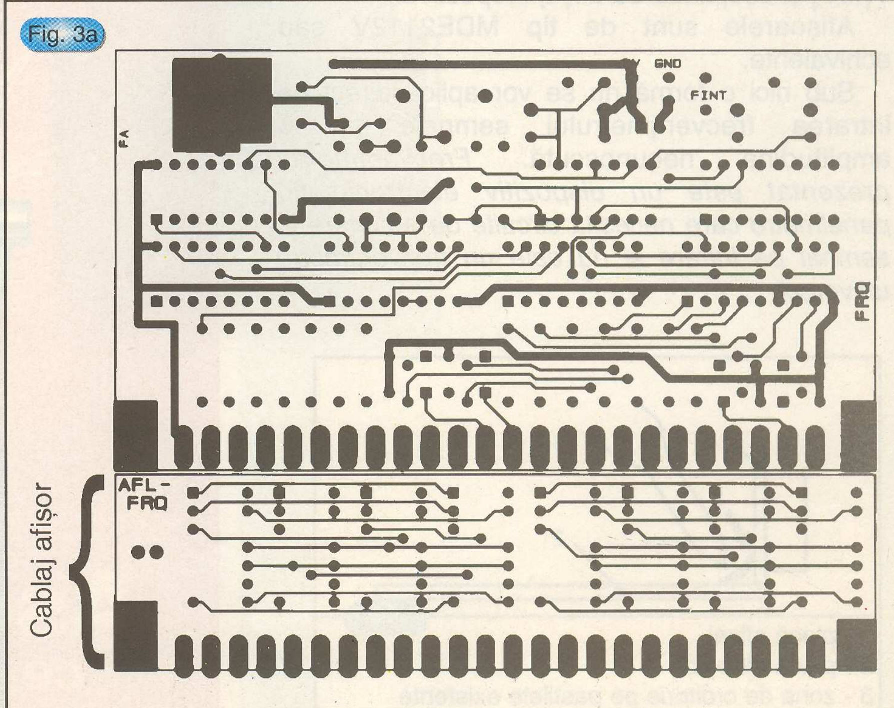
Apoi se așează cele două plăci într-un unghi de 90 de grade, cu pastilele de interconectare alăturate, ca în *figura 5*, și cu ajutorul unui letcon cu vârf ascuțit, se unesc electric pastilele corespondente, creându-se insule de cositor. Prin această tehnologie se elimină firele de conexiune dintre plăci - echivalentul a 46 de conexiuni.

Se alimentează modulul cu +5V stabilizat. Reglajul preciziei se face cu ajutorul unui generator de semnal și al unui frecvențmetru etalon. Se injectează în ambele frecvențmetre (printr-un condensator) un semnal dreptunghiular de cca. 1MHz, cu amplitudinea de 5V și se ajustează trimerul CT_1 până la coincidența indicațiilor celor două frecvențmetre.

Tensiunea de alimentare este

Desen cablaj fața A,
scara 1:1.

Fig. 3a



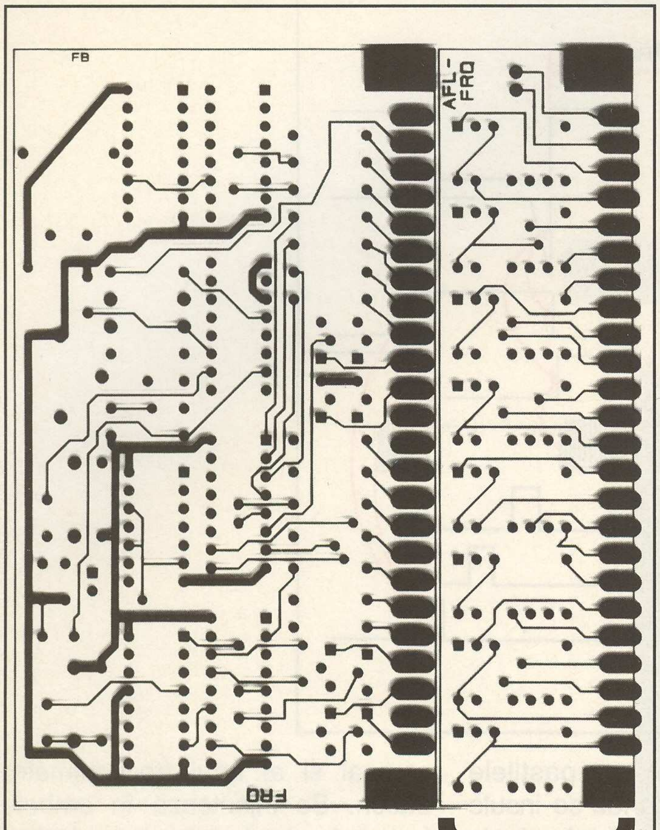


Fig. 3b Desen cablaj fața B, scara 1:1.

Placă afișor (reperul 1 din *figura 5*).

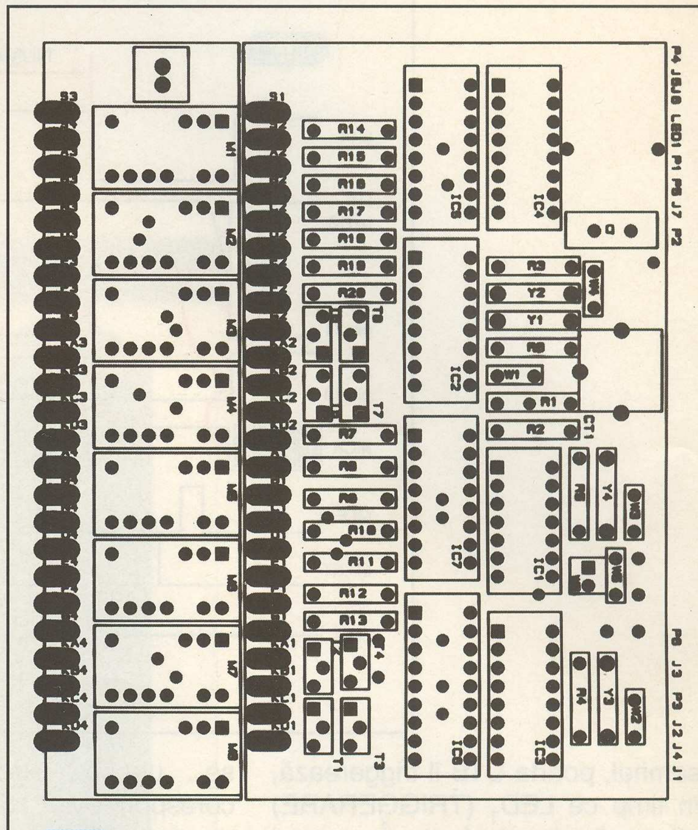


Fig. 4 Desen centrare prin găuri pentru fața A și fața B plus modul de dispunere a componentelor pe fața A.

indicat să provină de la o sursă tip 7805, consumul montajului fiind de cca. 100mA.

Dacă aplicația nu necesită decât 4 digiți, gama 0...10kHz, se elimină din schemă: numărătorul MMC22925, rezistoarele R_6...R_{12}, tranzistoarele T_1...T_4 și secțiunea de afișaj respectivă.

Afișoarele sunt de tip MDE2112V sau echivalente.

Sub nici o formă nu se vor aplica direct pe intrarea frecvențmetrului semnale cu o amplitudine necunoscută. *Frecvențmetrul prezentat este un dispozitiv electronic tip panelmetru care necesită circuite de adaptare la semnal pe intrare și nu este un frecvențmetru universal.*

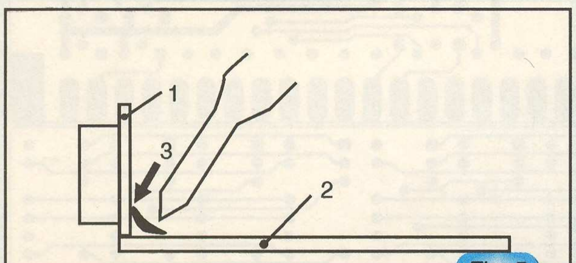


Fig. 5

1 - placă afișaj
2 - placă de bază
3 - zona de croitorie pe pastilele existente



Punte pentru Măsurarea Coeficientului de Reflexie (II)

ing. Dumitru Blujdescu, YO3AL

4. Versiunea A

Schema propusă pentru versiunea A este prezentată în *figura 2*, din care rezultă că detectoarele celor două voltmetre electronice sunt incluse în punte, și anume: D_1, C_3 și ajustabilul P_T măsoară tensiunea la bornele lui Z_{ref}, dar cum la măsurarea exactă a coeficientului de reflexie etalonul Z_{ref} trebuie să fie $Z_{ref} = Z_T = Z_0$ (impedanța caracteristică a cablului), rezultă că se măsoară $V_1/2$ (vezi *figura 1* și *relația 3*). Detectorul compus din C_1, C_2, D_2, R_1 și R_2 măsoară tensiunea din cealaltă diagonală a punții (V_2 în *figura 1* și în *relația 3*).

Primul detector (cel pentru V_1) face parte din voltmetrul de referință cu comutatorul K în poziția "calibrare", iar cel de-al doilea din voltmetrul de măsură (V_2) - cu comutatorul K în poziția "măsură".

Cele două detectoare nu sunt identice, de aceea la reglajul inițial al punții trebuie efectuată "tararea" detectoarelor pentru a obține (pe cât este posibil) același factor de scală. Pentru aceasta se montează în mufa Z_{ref} etalonul de valoare $Z_{ref} = Z_T$, iar la mufa Z_x *se face un scurtciruit pe partea interioară a mufei.* Această situație corespunde unui coeficient de reflexie $\Gamma = 1$ (sau 100%). Puneți potențiometrul de calibrare Pcal în poziția de sesibilitate maximă și tarați detectorul de referință (D_1) cu ajutorul ajustabilului P_T (potențiometru de tarare) astfel încât în orice poziție a comutatorului K, microampermetrul µA să aibă aceeași deviație - de preferat la cap de scală. Dacă nivelul generatorului este prea mare, fie reintrați în scală cu ajutorul lui Pcal, fie reduceți nivelul generatorului (soluție preferabilă).

Coeficientul de reflexie $\Gamma = 1$ (sau 100%) s-ar fi putut obține și cu mufa Z_x în gol, dar influența capacității mufei lăsată în gol este mai perturbantă decât scurtcircuitul.

Se verifică tararea la ambele capete ale benzii de frecvență în care se utilizează puntea, iar la nevoie se reface tararea la frecvența la care se face măsurătoarea.

De remarcat că cele două voltmetre, așa cum sunt interconectate, consituie un *"voltmetru de raport"*, căci dacă în poziția de calibrare se reglează Pcal pentru deviația la cap de scală (de exemplu 100µA) atunci în poziția măsură instrumentul măsoară *raportul* celor două tensiuni. Deci, conform *relației 3*, după calibrare V_1 este *100div*, iar valoarea lui V_2 citită pe instrument este coeficientul de reflexie (procedeul "voltmetrului de raport" este folosit și la unele reflectometre, de exemplu).

Valori recomandate

Cele două diode trebuie să aibă caracterisitici cât mai apropiate și tensiune de prag mică. Diodele punctiforme cu germaniu sunt în general foarte bune.

Condensatoarele C_1...C_4 participă la constanta de timp a detectoarelor. Valori între 2N... și 100N... sunt utilizabile în funcție de limitele gamei de frecvență propusă. O mențiune pentru C_1 și C_2 care trebuie să aibă gabarite și inductanțe parazite mici. Ca să puteți folosi puntea și în banda de 2m, nu e bine să depășiți 3,3...4,7nF. Cele două rezistoare R_1 și R_2 pot fi alese între 1 și 4,7kΩ, în funcție de performanțele impuse voltmetrului de măsură, dar

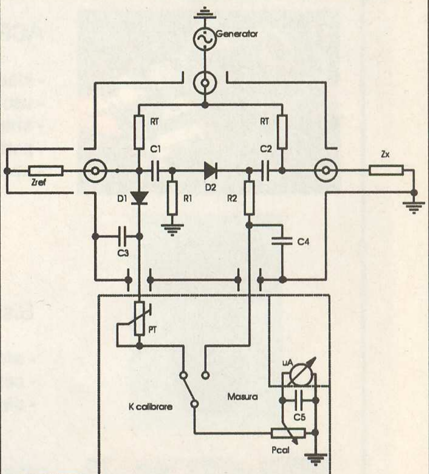
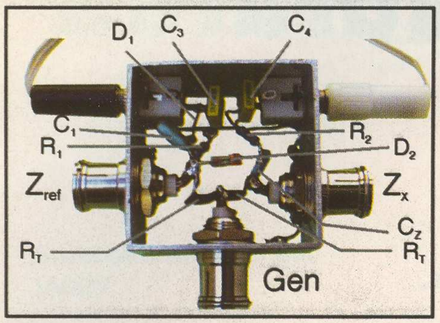


Fig. 2

Puntea de reflexie - versiunea A

este recomandabil să fie egale.

Ajustabilul P_T se va alege aproximativ de două ori cât R_1 plus R_2, iar potențiometrul de calibrare între 5 și 25kΩ. Este recomandabil



ca boxa punții să fie separată de cea a voltmetrului de raport, pentru ca la o altă versiune de punte să refolosiți cât mai mult din ceea ce este deja realizat. În fotografie este prezentată varianta A a punții.

Câteva exemple de utilizare, precum și decrierea unei versiuni mai perfecționate de punte vor fi prezentate într-un număr viitor.

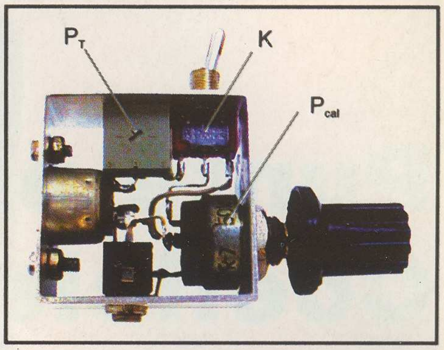
Note

1) "Coeficientul de reflexie" în tensiune Γ_u [sau în putere $\Gamma_p = (\Gamma_u)^2$] nu se întâlnește numai în cazul liniilor lungi, unde din cauza propagării chiar există fizic reflexii de energie. El este propriu oricărei perechi generator - sarcină, chiar în acele cazuri în care dimensiunile fizice ale acestora exclud practic influența propagării undelor.

În telecomunicații, Γ_P este cunoscut mai ales prin exprimarea sa în unități logaritmice (dB sau Np), sub denumirea de *"pierderi de reflexie"* sau *"Return-loss"*.

Cel mai adesea aceste *"pierderi"* sunt de fapt *nerealizări* față de puterea maximă ce s-ar fi putut obține de la generator în cazul optim al adaptării perfecte.

2) Transmatch-urile dispun de obicei de 3 elemente reglabile, pentru a fi utilizat în situații cât mai diverse.



Teoretic, două elemente reglabile sunt *"necesare și suficiente"*.

Rezultă logic concluzia cunoscută: de cele mai multe ori există mai multe seturi de câte 3 valori (ale elementelor reglabile) pentru care se realizează adaptarea. Alegerea cea mai competentă se face prin calcul, de exemplu cu unul din programele (TL sau TLA) din anexele software ale publicațiilor ARRL (Handbook sau Antennabook).

Continuare în pagina 29

Dialog cu cititorii

Neagu Marcel **- Galați**

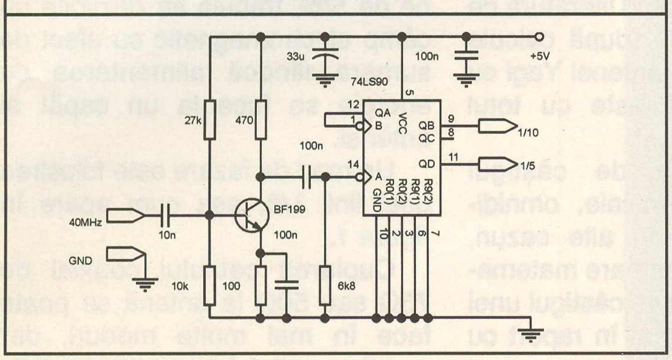
Circuitele integrate analogice CMOS după datele de catalog, funcționează până la frecvența de 4,5MHz când sunt alimentate cu 5V.

Dacă tensiunea de alimentare se ridică la 13,8V, tensiune recomandată pentru alimentarea echipamentelor radio, atunci frecvența de lucru a circuitelor crește la 11MHz. Aceste tensiuni dictează frecvența la care frecvențmetrul funcționează corect.

Ca frecvența citită să crească, se montează la intrarea frecvențmetrului un circuit divizor cu 10 (sau cu alte valori, de exemplu cu 1000, cum este CNX173)

Un divizor sau prescaler (cum este denumit) cu 10 care poate lucra până la 40MHz se poate construi cu circuitul 74LS90. În acest mod se pot citi frecvențele din întreaga gamă a benzii de unde scurte.

- Divizor cu 10 -



La intrare, prescalerul are un circuit amplificator-formator, în sensul că sinusoida este transformată în undă dreptunghiulară.

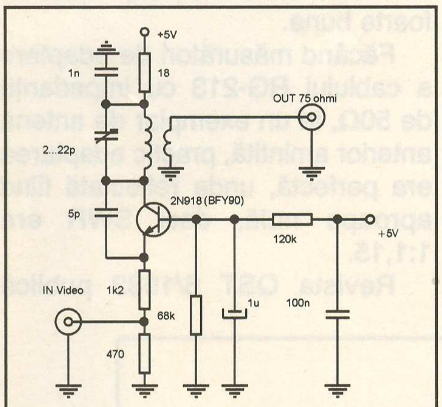
Este folosit un tranzistor BF199.

De remarcat faptul că la ieșirea circuitului 74LS90 semnalul este regăsit divizat cu 5 la pinul 9 și cu 10 la pinul 11. Obligatoriu alimentarea se face cu 5V.

Sandu Ștefan **- Ploiești**

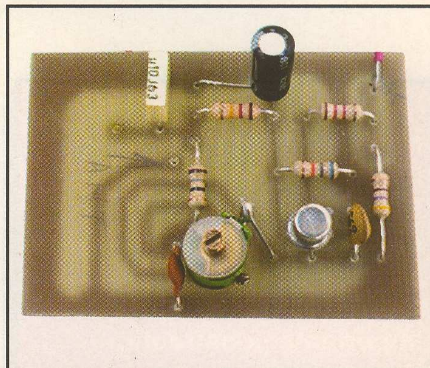
Legătura între camera video și monitor sau televizor se poate face prin cablu sau utilizând un emițător.

Un cablu se poate folosi când se supraveghează o zonă închisă dar când este vorba de autoturism rezolvarea este dată numai de un emițător, de aceea vă și prezint un astfel de montaj.



- Emițător pentru cameră video -

Este un microemițător modulat în amplitudine la care frecvența de emisie se alege pe unul din canalele de televiziune din banda 3.

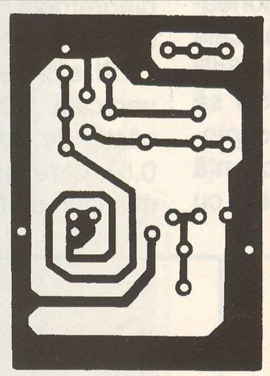


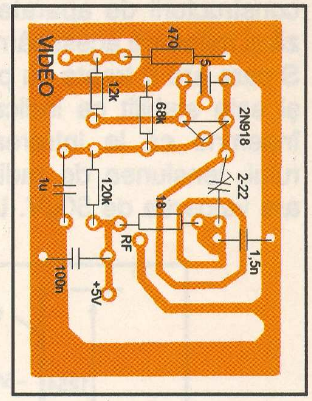
- Montaj realizat în redacție -

Această situație de lucru într-o anumită gamă este determinată de faptul că bobina circuitului oscilant este construită din cablajul imprimat și deci acordul este posibil numai din condensatorul trimer.

Alimentarea montajului se face cu 5V, deci trebuie construit și un stabilizator reducător de tensiune fiindcă acumulatorul are 12V. Rezolvarea este simplă utilizând un stabilizator de tipul 7805 conectat adecvat.

ing. I. Mihăescu





Urmare din pagina 26

O asemenea analiză în urma măsurării ca la punctul 2c) poate să explice unele situații în care nu se reușește reglajul adaptării sau elementele de reglaj se încălzesc sau străpung.

3) Puntea este de fapt una din versiunile cele mai simple de circuit hybrid [B3] dar care are impedanța de balast (Z_{ref}) conectată din exterior (prin mufă).

Singura problemă este că unul dintre porturile hybrid-ului (cel la care este conectat V_2 în *figura 1*) nu are punct de masă. După cum veți vedea în ultima variantă propusă, soluția constă în utilizarea unui balun 1:1 de calitate.

În literatura de specialitate puntea este denumită "hybrid în T" sau (puțin cam greșit!) "Cuplor direcțional", ultima denumire bazată probabil pe directivitatea circuitelor hybride triport.

Bibliografie

1) JACK PRIEDIGKEIT (W6ZGN) A REFLECTION - COEFFICIENT BRIDGE. - IMPEDANCE - MATCHING MEASUREMENTS THE EASY WAY. - în QST OCTOBER 1981 pp. 18-20.

2) DR. RICHARD WAXWEILER (DJ7VD) IMPEDANZ - MESSBRÜCKE. - în CQ-DL Nr. 7/1982 pp.328-331

3) *** MEASUREMENTS OF IF RETURN LOSSES IN RADIO RELAY SYSTEMS: INSTRUMENT APPLICATION GUIDE AND INFORMATION - Vol. 1 NR. 2 JANUARY 1968.

4) JACK PRIEDIGKEIT (W6ZGN) MEASURING IMPEDANCE WITH A REFLECTION - COEFFICIENT BRIDGE. în QST MARCH 1983 pp.30-32

Antene

ing. Ilie Mihăescu, YO3CO

Interesul prezentat în rândul radioamatorilor a articolelor despre antene, publicate în numerele 2 și 3 din acest an, mă obligă a continua unele referiri și precizări despre aceste importante construcții.

Probabil că unele întrebări au provenit și din faptul că în trafic sau chiar în scris se fac fel de fel de afirmații referitoare la caracteristicile electrice ale antenelor.

Aceste afirmații sunt la fel de amuzante dar total eronate ca și atunci când auzi afirmația: "te recepționez cu S9 după ureche fiindcă receptorul meu nu are S-metru".

Ca să fie un control asupra valorii câmpului la recepție, toți constructorii de aparate etalonează și măsoară acest câmp pe scala S care are 9 trepte cu pas de 6dB și este stabilit ca indicația S9 să însemne că la intrarea receptorului, tensiunea de radiofrecvență are valoarea de 50μV. La fel și cu antenele, citeam undeva că o antenă dipol (adevărat ceva mai elaborată) omnidirecțională, are un câștig de 7dB.

Întrebarea este de unde un asemenea câștig când literatura de specialitate atribuie (după calcule și măsurători) 7dB antenei Yagi cu 5 elemente, care este cu totul altceva?

Și fiind vorba de câștigul antenelor dipol verticale, omnidirecționale, dar și în alte cazuri, câștigul, fiind o exprimare matematică în raport cu ceva, câștigul unei antene este exprimat în raport cu antena λ/2.

Ca afirmația să fie mai didactică prezentăm diagramele de radiație a antenelor verticale în plan vertical și câștigul antenelor funcție de lungimea lor. În plan orizontal, antenele fiind omnidirecționale diagramele de radiație au formă circulară (*figura 2*).

Și aici se vede clar că antena verticală 1,25λ (2 x 5/8λ) are un câștig de 3dB în raport cu antena 0,5λ care este luată ca referință, câștigul ei fiind 0dB. Construcția acestei antene 2 x 5/8λ prezintă interes pentru constructorii amatori fiindcă realizarea mecanică în raport cu câștigul este un compromis avantajos. Cele două transoane de 5/8λ trebuie să dezvolte un câmp electromagnetic cu efect de sumare fiindcă alimentarea cu energie se face la un capăt al antenei.

Un mod de fazare este folosirea unei linii λ/8, așa cum apare în *figura 1*.

Cuplarea cablului coaxial de 75Ω sau 50Ω la antenă se poate face în mai multe moduri, dar practic rezultatele sunt remarcabile când se folosește o linie λ/4, cum este alimentată și antena J-Pol.

În acest sens antena construită de YO7BBE are calități electrice foarte bune.

Făcând măsurători de adaptare a cablului RG-213 cu impedanța de 50Ω, la un exemplar de antenă anterior amintită, practic adaptarea era perfectă, unda reflectată fiind aproape nulă, deci SWR era 1:1,15.

Revista QST 6/1982 publică

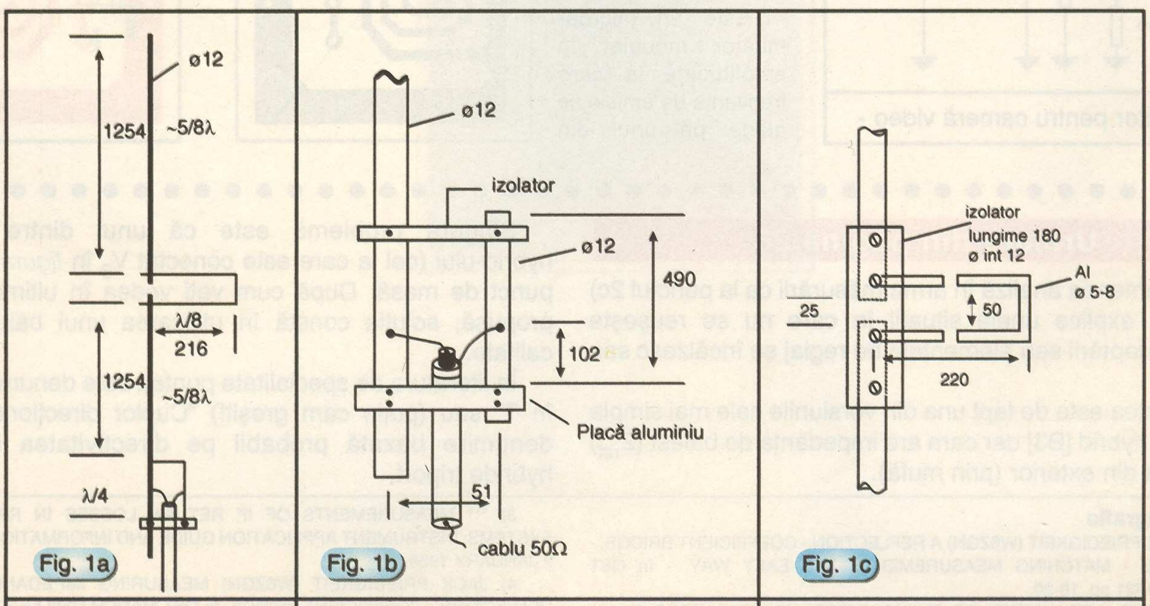


Fig. 1a — Dimensiuni generale | Fig. 1b — Adaptarea cablului de 50Ω (detaliu) | Fig. 1c — Detaliu mod de fazare

sub semnătura lui WBØJQH antena Extended Double Zepp pentru 2m. În articol se afirmă că prezintă un câștig de 3dB față de dipol și 4,5dB față de GP, ceea ce confirmă afirmațiile de la începutul articolului.

Interesante sunt dimensiunile părților componentei, de aceea vă prezint schițele apărute chiar în amintita revistă.

Utilizez în trafic o antenă 2 x 5/8λ și fiindcă pilonul de susținere cu înălțimea de 12m nu este prea bine ancorat, atunci când bate vântul sesizez variații ale câmpului la recepție din cauza diagramei de directivitate care este destul de ascuțită. Efectul este grafic ilustrat în *figura 3*.

Și totuși cum se obține un câștig de 7dB cu un singur dipol λ/2 ? sau la unii câștigul se exprimă altfel (o fi un db<dB)?!

Fig. 2

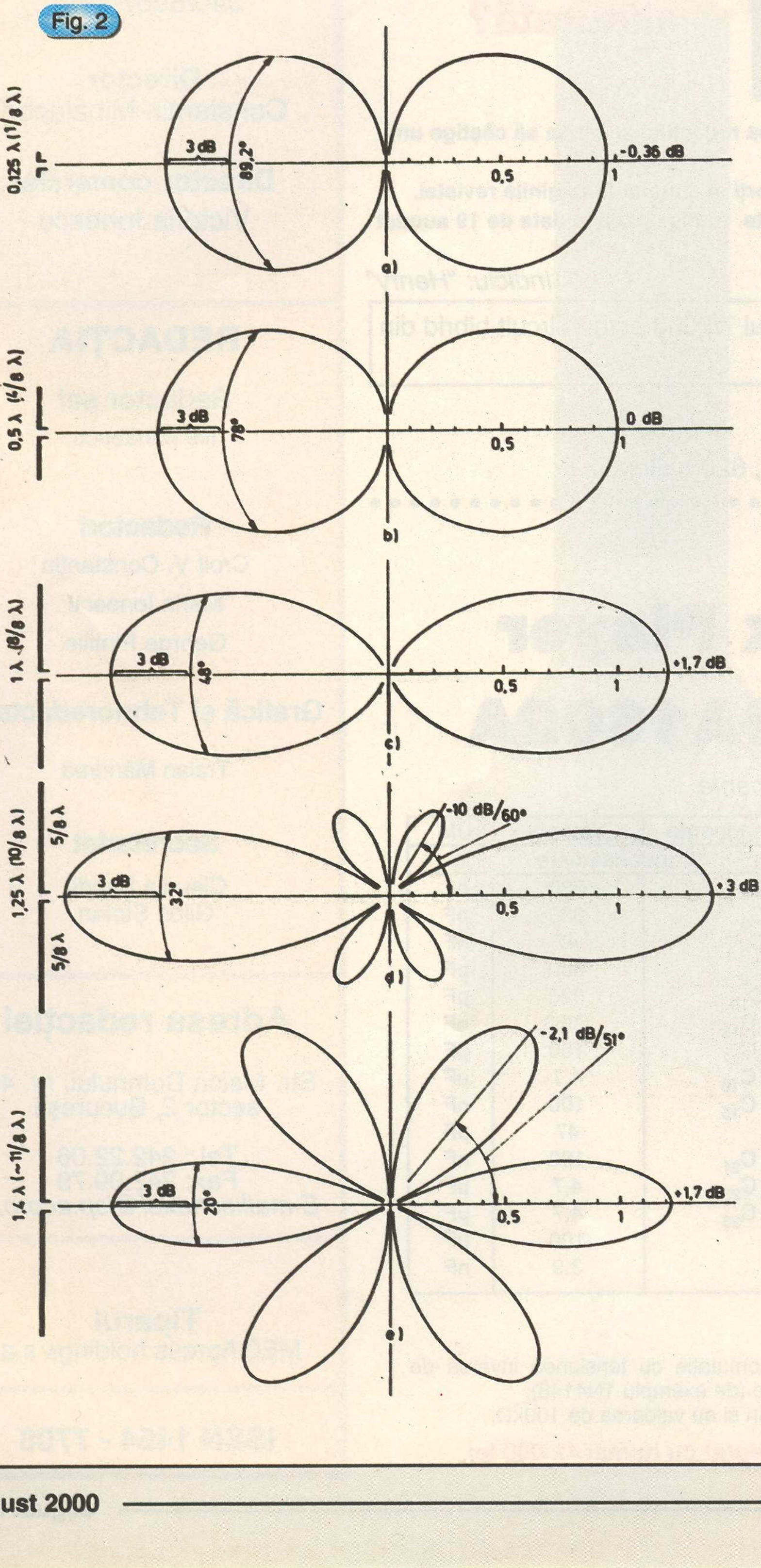
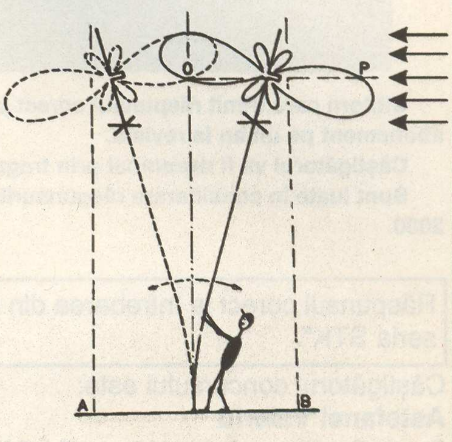


Fig. 3

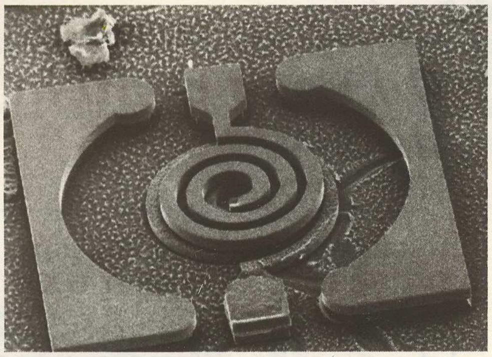


ERATĂ

În numărul 7/2000 la pagina 25, în figura 1 a apărut o greșeală în desen, în sensul că rezistorul R_5 este amplasat incorect. El trebuie montat între pinul 1 și 4 al circuitului TA8210AH.

Cablajul imprimat și amplasarea componentelor sunt prezentate corect, cu R_5 montat corespunzător (realizării funcției de muting).

FOTO - GHICITOARE



Ce reprezintă fotografia din imaginea alăturată?

Cititorii care trimit răspunsul corect pe adresa redacției au șansa să câștige un abonament pe un an la revistă.

Câștigătorul va fi desemnat prin tragere la sorți și anunțat în paginile revistei.

Sunt luate în considerare răspunsurile corecte trimise până la data de 19 august 2000.

Indiciu: "Henry"

Răspunsul corect la întrebarea din numărul 7/2000 este: "circuit hibrid din seria STK".

Câștigătorul concursului este:
Astefanei Valeriu
Str. I. Fernic, nr.5, bl.N15, ap.74, Micro 38, 6200, Galați.

Urmare din numărul precedent

Dublu-Deck Player Recorder TDA1602A

Lista de componente

Componente	Valoare	UM
Rezistoare		
R_1, R_2	47	Ω
R_3, R_5	47	Ω
R_4, R_6	47	kΩ
R_7, R_8	6,8	kΩ
R_9, R_{10}	6,8	kΩ
R_{11}, R_{12}	8,2	kΩ
R_{13}	100	Ω
R_{14}	1	MΩ
R_{15}, R_{16}	(*)100	kΩ
R_{17}, R_{20}	4,7	kΩ
R_{18}, R_{19}	22,5	kΩ
R_{21}, R_{22}	10	kΩ
R_{23}	2	kΩ
R_{24}, R_{25}, R_{26}	5,1	kΩ

Componente	Valoare	UM
Condensatoare		
C_1, C_4	330	pF
C_2, C_3	330	pF
C_5, C_6	47	nF
C_7, C_9	680	pF
C_8, C_{10}	820	pF
C_{11}, C_{18}	(*)68	nF
C_{12}, C_{17}	100	μF
C_{13}, C_{16}	4,7	μF
C_{14}, C_{15}	100	nF
C_{19}	47	μF
C_{20}, C_{21}	100	nF
C_{22}, C_{23}	4,7	μF
C_{24}, C_{25}	4,7	μF
C_{26}	100	μF
C_{27}	3,9	nF

* Observații:
1. Pentru aplicații Dolby se omit C_{11} și C_{18}.
2. Diodele din schema de aplicație sunt de comutație cu tensiunea inversă de străpungere mai mare decât tensiunea de alimentare (de exemplu 1N4148).
3. Rezistoarele R_{15} și R_{16} sunt sarcini pentru ieșiri și au valoarea de 100kΩ.

conex club

Editor
SC CONEX ELECTRONIC SRL
J40/8557/1991

Director
Constantin Mihalache

Director comercial
Victoria Ionescu

REDACȚIA

Redactor șef
Ilie Mihăescu

Redactori
Croif V. Constantin
Marin Ionescu
George Pintilie

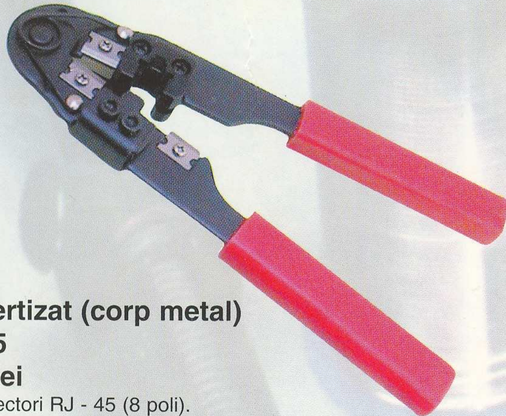
Grafică și Tehnoredactare
Traian Mândrea

Secretariat
Claudia Sandu
Gilda Ștefan

Adresa redacției
Str. Maica Domnului, nr. 48, sector 2, București
Tel.: 242.22.06
Fax: 242.09.79
E-mail:conexel@isp.acorp.ro

Tiparul
MEGApress holdings s.a.

ISSN 1454 - 7708



Cleşte sertizat (corp metal)
Cod 9705
356 000 lei

• Pentru conectori RJ - 45 (8 poli).



Cleşte sertizat (corp plastic)
Cod 15555
649 000 lei

• Pentru conectori RJ - 45 cu 4-6-8 poli.



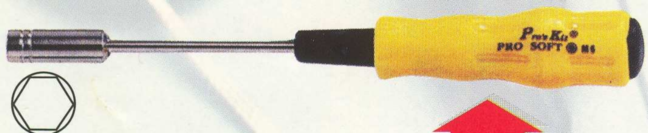
Cleşte sertizat (corp metal)
Cod 9703
2 298 000 lei

• Pentru conectori RJ - 45 cu 4-6-8 poli.



Cleşte pentru siguranţe
Cod 15557
289 000 lei

• Vârf interşanjabil în 3 variante: plat sau înclinat la 45° şi 90°.

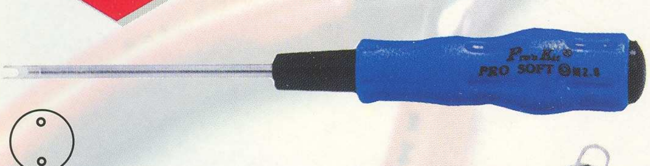


Şurubelniţe pentru şuruburi de siguranţă

Model	Cod	Preţ [lei]
M1.7	15623	53 000
M2.0	15624	
M2.3	15625	
M2.6	15626	

Şurubelniţe pentru şuruburi cu cap hexagonal

Model	Cod	Preţ [lei]
M3	15627	59 000
M4	15628	
M5	15629	
M6	15780	



Miniaspirator
Cod 15614
249 000 lei

• Pentru curăţarea tastaturii, imprimantei, a echipamentelor fotografice şi electronice; alimentare de la baterii.





Lampă de birou cu lupă
Cod 1162
1 492 000 lei

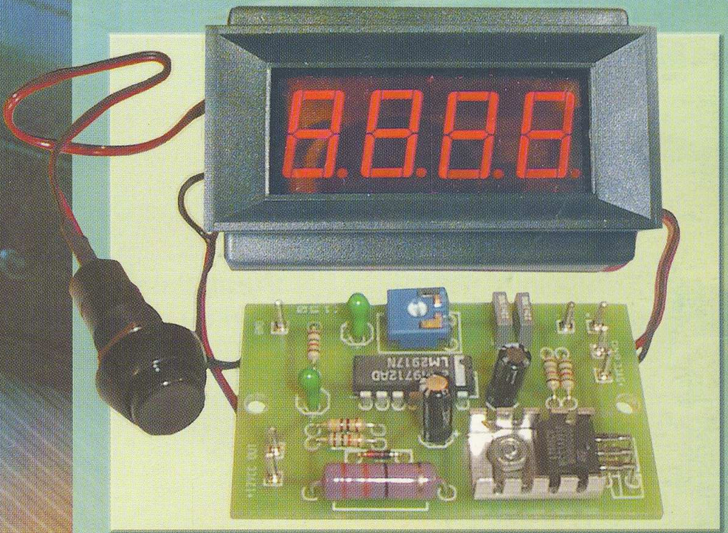
• Bec fluorescent, factor de mărire: 3.

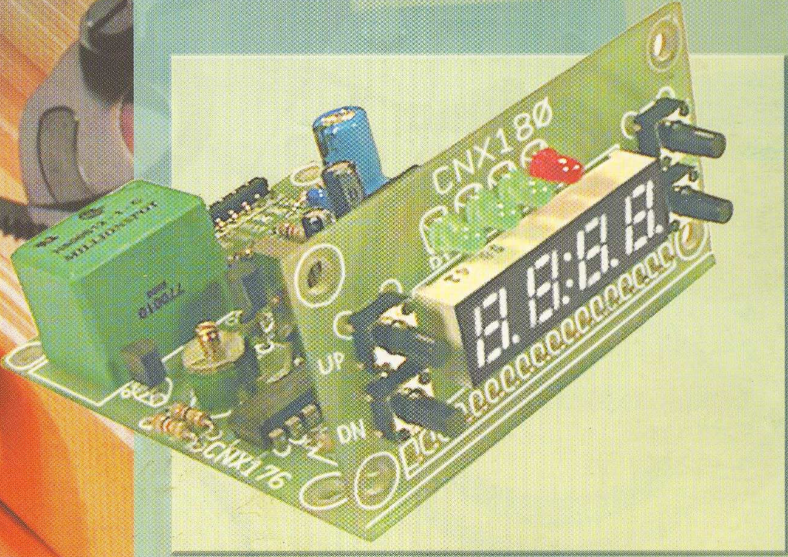


Lampă de birou cu lupă
Cod 8460
398 000 lei

• Cu bec normal, factor de măsire: 3.


AUTO POWER OFF
COM
3PK-600




CNX180
UP
DN
CNX176